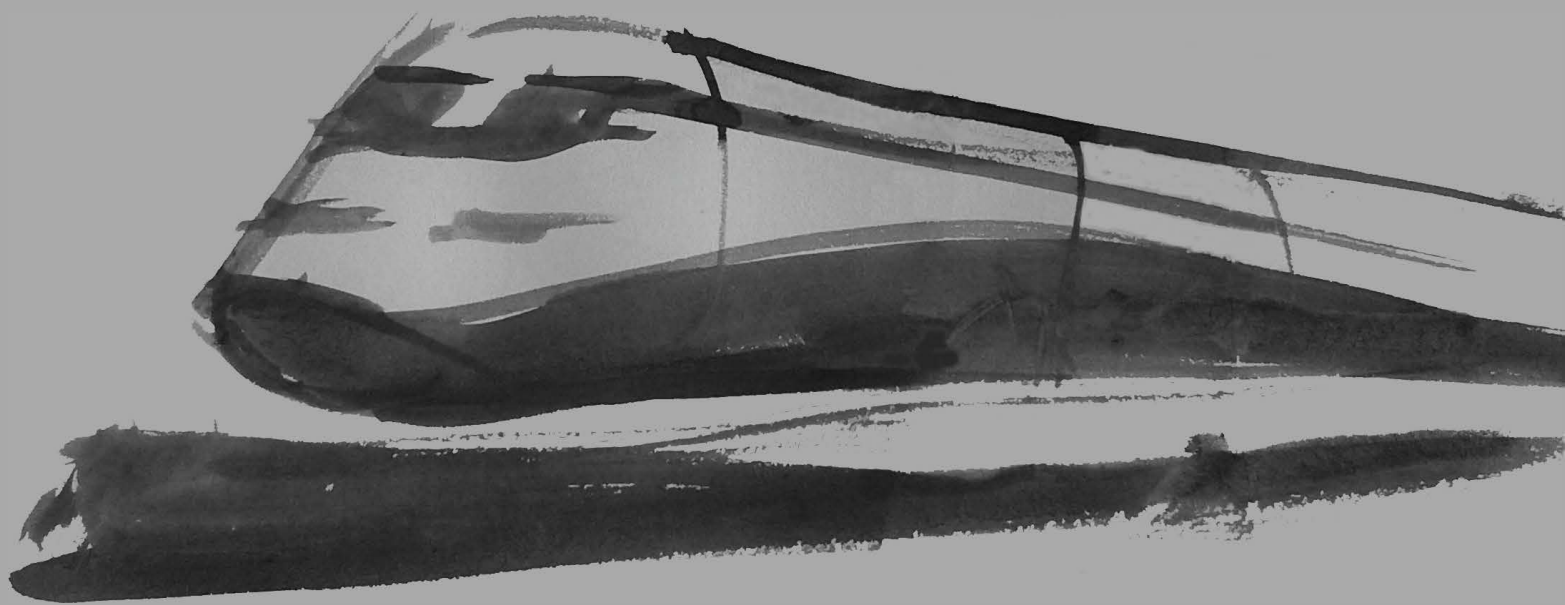


CONEXIÓN EN PARALELO DE CONVERTIDORES PARA LA GENERACIÓN DE LA RED AUXILIAR DE UN TREN



CONEXIÓN EN PARALELO DE CONVERTIDORES PARA LA GENERACIÓN DE LA RED AUXILIAR DE UN TREN

Memoria que, para optar al grado de
Doctor Ingeniero Industrial, presenta

Daniel Garralda Sanz

Realizada bajo la dirección de

Eugenio Gubía Villabona



Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Pamplona, 2014

AGRADECIMIENTOS

Para las personas que me han acompañado en esta etapa y que de alguna manera me han ayudado en la realización de este trabajo van dedicadas las siguientes líneas:

A mi director de tesis Eugenio, por haberme transmitido tanto y haberme apoyado constantemente. Por hacer suya mi apuesta y por su empeño en completar este trabajo una vez finalizados los proyectos de colaboración con la empresa.

A los profesores del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica y al grupo de investigación INGEPER por su disponibilidad y cercanía.

A Ingeteam Power Technology. S.A por haber creído en los proyectos de investigación que han propiciado que pueda realizarse esta tesis. En especial a David por tener siempre tiempo para atender mis dudas.

A Eva, que ha vivido en primera persona los momentos difíciles y que me acompaña en el camino, al que se ha unido nuestro pequeño Nahil.

CONTENIDOS

1	ESTADO DEL ARTE	1
1.1	Introducción al entorno del ferrocarril / 1	
1.2	¿Por qué los trenes son eléctricos? / 2	
1.3	Electrificación de las líneas férreas / 4	
1.3.1	Instalaciones eléctricas en las líneas ferroviarias / 5	
1.3.1.1	Línea de transporte / 6	
1.3.1.2	Subestaciones de tracción / 6	
1.3.1.3	Líneas de contacto / 7	
1.3.1.4	Pantógrafo / 8	
1.4	Sistemas de potencia embarcados en los trenes / 9	
1.4.1	Sistemas de tracción / 9	
1.4.2	Sistemas auxiliares / 11	
1.4.3	Sistemas de alimentación en baja tensión / 16	
1.5	Tendencias actuales de los sistemas auxiliares / 17	
1.6	Objetivos y estructura de la tesis / 19	
2	CONEXIÓN DE FUENTES EN PARALELO ALIMENTANDO CARGAS TRIFÁSICAS	21
2.1	Introducción / 21	
2.2	Teoría general de la transferencia de potencia entre dos fuentes monofásicas en paralelo / 22	
2.2.1	Análisis del régimen permanente / 23	
2.2.2	Análisis del régimen transitorio. Dinámica del lazo abierto / 25	
2.2.2.1	Variaciones de la fase / 26	
2.2.2.2	Variaciones de la amplitud / 35	
2.3	Dos fuentes en paralelo alimentando una carga / 36	
2.3.1	Condiciones de equilibrio de potencia en régimen permanente / 38	
2.3.2	Régimen transitorio / 42	
2.3.3	Alimentación de cargas no lineales / 45	
2.4	Control de la potencia mediante regulación / 46	
2.4.1	Obtención de las fuentes regulables / 47	
2.4.1.1	Análisis del modo diferencial / 49	

2.4.1.2	Análisis del modo común / 51	
2.4.2	Medida de la potencia / 52	
2.4.3	Regulador / 55	
3	CONVERTIDOR MULTINIVEL CON ACOPLAMIENTO MEDIANTE TRANSFORMADOR CON DOS PRIMARIOS	57
3.1	Introducción / 57	
3.2	Modelo dinámico del sistema / 61	
3.2.1	Origen del desequilibrio en la tensión de los condensadores de entrada / 61	
3.2.2	Origen del desequilibrio en la potencia suministrada por cada inversor / 65	
3.2.2.1	Transformación del sistema trifásico en un modelo monofásico equivalente / 66	
3.2.3	Modelo dinámico del sistema completo / 70	
3.2.4	Análisis del régimen transitorio / 73	
3.2.5	Análisis del régimen permanente / 76	
3.2.5.1	Desequilibrio debido a la diferencia en la inductancia de fugas en los devanados del primario / 76	
3.2.5.2	Desequilibrio debido a la diferencia en el número de espiras en los devanados del primario / 77	
3.2.5.3	Desequilibrios en la potencia reactiva / 79	
3.3	Técnicas de control para reequilibrar la tensión de los buses de entrada / 80	
3.3.1	Análisis de la potencia de los inversores y equilibrado de los buses de entrada con el ajuste del índice de modulación / 80	
3.3.1.1	Régimen transitorio en la variación de la potencia / 82	
3.3.1.2	Evaluación de la sensibilidad en el control del sistema / 87	
3.3.1.3	Desequilibrios de la potencia reactiva / 88	
3.3.2	Análisis de la potencia de los inversores con el ajuste del índice de modulación y de la fase / 89	
3.3.2.1	Ajuste de la potencia activa a partir de la fase de la moduladora / 90	
3.3.2.2	Ajuste de la potencia reactiva a partir de la amplitud de la moduladora / 94	
3.4	Análisis del modo común / 101	
4	ALIMENTACIÓN DISTRIBUIDA MEDIANTE DOS CONVERTIDORES SITUADOS EN LAS CABEZAS TRACTORAS DEL TREN	107
4.1	Introducción / 107	
4.2	Conexión de los convertidores en paralelo / 109	

4.3	Equilibrado de la potencia de los convertidores / 113	
4.3.1	Técnica Droop control / 114	
4.4	Dinámica del flujo de potencia / 117	
4.4.1	Influencia del filtro de entrada en la dinámica del sistema / 121	
4.4.1.1	Estabilidad del bus de entrada de un convertidor trabajando de forma aislada ante variaciones de la carga / 122	
4.4.1.2	Estabilidad del bus de entrada en la operación de los convertidores en paralelo con Droop control / 131	
4.4.1.3	Estabilidad del bus de entrada ante variaciones de la tensión de la catenaria / 137	
4.5	Otras estrategias para regular la potencia reactiva / 138	
4.5.1	Técnicas de variación de amplitud en función de la potencia reactiva / 139	
4.5.2	Variación de la tensión de los convertidores mediante inductancias virtuales / 141	
4.6	Sincronización en la conexión de los convertidores en paralelo / 145	
4.7	Recuperación de la frecuencia de 50Hz / 146	
4.8	Control en sistemas trifásicos desequilibrados / 149	
4.9	Alimentación de cargas no lineales / 151	
4.9.1	Estrategia para la mejora en el reparto de los armónicos debidos a las cargas no lineales / 155	
4.10	Perturbaciones debidas a las conmutaciones de los inversores / 157	
4.10.1	Desfase de las portadoras en la conexión en paralelo / 157	
4.10.2	Análisis del modo común / 159	
5	CONCLUSIONES, APORTACIONES Y LÍNEAS FUTURAS	165
5.1	Conclusiones / 165	
5.2	Aportaciones / 170	
5.3	Líneas futuras / 171	
	BIBLIOGRAFÍA	175
	NOMENCLATURA	177

CAPÍTULO 1

Estado del arte

1.1 INTRODUCCIÓN AL ENTORNO DEL FERROCARRIL

El tren, por su gran capacidad de transportar personas y mercancías de forma segura, rápida y económica, es el medio de transporte terrestre que más ha influenciado a lo largo del siglo XX y hasta la actualidad, en el desarrollo social y económico de las áreas geográficas en las que se ha introducido. Sus numerosas ventajas como es el hecho de utilizar energía limpia, en el sentido de no depender de forma directa de los combustibles fósiles, el buen rendimiento energético, su fiabilidad, rapidez, confort y capacidad de servicio ininterrumpido, han sido determinantes para su expansión en todo el mundo.

Con el desarrollo del sector ferroviario los trenes han ido incrementando, por una parte, las prestaciones de rapidez y seguridad en los trayectos y, por otra parte, el confort y los servicios prestados a los pasajeros. Hoy en día se pueden realizar viajes de larga distancia con la posibilidad de dormir en cama, cenar en el restaurante y trabajar conectando los equipos informáticos a la red eléctrica interna y accediendo a redes inalámbricas de comunicación. Todo ello en habitáculos iluminados y aclimatados adecuadamente. Esto ha supuesto un desarrollo continuo en los equipos de potencia que los alimentan. La mejora y actualización de los equipos embarcados en los trenes es una prioridad con el fin de poder incrementar la potencia y por ende la velocidad, el confort y los servicios ofertados.

Los equipos necesarios para dotar de potencia a todos estos servicios y a los motores de tracción deben ser concebidos en función de las características del propio tren. El hecho de que el centro de consumo sea un sistema móvil, confiere unas características particulares a la instalación.

Esta tesis estudia los equipos de alimentación que suministran potencia a los equipos auxiliares de los trenes, es decir, todos los equipos a excepción de los motores de tracción. Para comprender las particularidades de la alimentación en los sistemas del tren y las distintas topologías existentes, este primer capítulo ofrece una visión general del tren eléctrico, desde las distintas formas de suministro eléctrico, hasta las principales estructuras que adecuan la potencia para la alimentación de los equipos embarcados.

1.2 ¿POR QUÉ LOS TRENES SON ELÉCTRICOS?

No siempre fue así. Todos tenemos en nuestra mente las imágenes de los viejos trenes de vapor con sus humeantes chimeneas. Todo eso ha cambiado y los trenes de hoy en día son complejas máquinas eléctricas con sofisticados controles electrónicos. Sin embargo, la idea del transporte mediante raíles se remonta a tiempos de los romanos. Éstos incorporaron grandes losas, a modo de raíles, en ambos lados de los caminos por donde pasaban las ruedas de los carros, facilitando el transporte de las mercancías y de las personas. Siglos más tarde Leonardo Da Vinci ideó la primera locomotora que nunca llegó a realizarse y no fue hasta el descubrimiento de la máquina de vapor, cuando se construyó por primera vez una locomotora. En 1804, el inglés Richard Trevithick, logró adaptar la máquina de vapor, para arrastrar cinco vagones cargados con 10 toneladas de acero y 70 hombres sobre una vía de 15km. en Gales del Sur. La primera locomotora eléctrica data de 1879, donde la sociedad SIEMENS & HALSKE presenta el primer ferrocarril eléctrico.

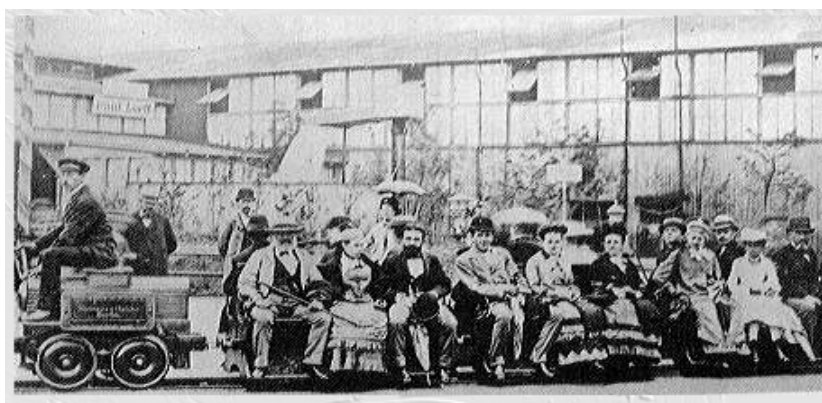


Figura 1.1. Locomotora eléctrica para la exposición industrial de Berlín

Sin embargo, la separación entre el punto de generación de la energía y el centro de consumo requería la necesidad de disponer de una infraestructura de transporte y adecuación excesivamente compleja y costosa, más aún considerando que el elemento

de consumo no es fijo. Esto provocó que, en los orígenes del ferrocarril, no se optase por la alimentación eléctrica de las locomotoras siendo predominante la alimentación mediante combustibles fósiles, máquina de vapor y posteriormente locomotoras diesel-eléctricas. Sin embargo, una vez desarrollada y extendida la forma de alimentación eléctrica mediante las líneas de transporte y de distribución y finalmente la alimentación de las unidades motrices mediante una línea de contacto aérea o con tercer raíl, el tren eléctrico ha logrado imponerse.

Su predominancia se debe principalmente a la utilización de motores eléctricos para la tracción del ferrocarril, elemento principal en cuanto al consumo de potencia, ya que sus prestaciones son superiores a la de los motores de combustión. Los motores eléctricos son capaces de suministrar más potencia que los motores diesel, con ratios del orden de 50-55kW por cada tonelada de tren, frente a 20-23kW de los motores diesel. Además, son capaces de soportar fuertes sobrecargas pudiendo ser más elevadas cuanto menor sea el tiempo, siempre y cuando en el momento de presentarse la temperatura del motor sea baja. Esto es, proporciona un esfuerzo mayor del 100% en momentos determinados. Por otro lado, la transmisión del par generado por los motores se realiza acoplando los motores de tracción a los ejes de la locomotora, utilizando la potencia máxima del motor a distintas velocidades y aprovechando el buen reparto de pesos en la adherencia. Se llegan a realizar grandes esfuerzos con rendimientos conjuntos del orden del 85-90%, que hace que la locomotora eléctrica ofrezca mejor comportamiento que la locomotora diesel, siendo muy relevante en el caso de recorridos con rampas pronunciadas.

La tracción eléctrica asegura un buen aprovechamiento energético, mejor que cualquier motor de combustión incluso aunque la energía haya sido generada en centrales térmicas. Debido a que disponen de menos elementos en la transmisión de la potencia, las locomotoras eléctricas requieren de un menor mantenimiento que las locomotoras diesel. Además, estas últimas requieren de silenciadores para disminuir el elevado ruido que emiten los motores. Otro factor a tener en cuenta es que el desgaste o envejecimiento de los motores eléctricos es mucho menor que los diesel. El hecho de no requerir de la recarga de combustibles puede asegurar un funcionamiento sin paros, siendo muy importante en servicios de cercanías y metros.

Aunque las ventajas son muy significativas, los inconvenientes que presenta la tracción eléctrica se encuentran básicamente en la inversión inicial más elevada y en los costes de mantenimiento de las líneas eléctricas, que pueden ser excesivos si el número de trayectos o usuarios no es suficiente, por lo que en algunos trayectos la locomotora diesel sigue siendo la opción elegida.

1.3 ELECTRIFICACIÓN DE LAS LÍNEAS FÉRREAS

El modo en el que se realiza el suministro eléctrico a los trenes se ha visto fuertemente influenciado por las necesidades de las cargas a alimentar. Los sistemas alimentados en el tren pueden diferenciarse en dos bloques:

- Sistemas de tracción: gestionan el suministro de la potencia eléctrica a los motores de tracción.
- Sistemas de alimentación de equipos auxiliares: gestionan el suministro de potencia al resto de las cargas embarcadas en un tren y son el objeto de esta tesis.

Los primeros trenes eléctricos disponían de motores de tracción con excitación serie en corriente continua, ya que se trata de un motor fácil de controlar y que ofrece un par de arranque muy alto, facilitando el inicio del movimiento de los trenes. Algunos países optaron por adecuar al máximo la red de alimentación del tren a los motores, considerando la tracción eléctrica como un problema suficientemente complejo como para definir una red eléctrica adecuada a sus necesidades. Estos países apostaron por líneas de corriente continua. Por ejemplo en Europa, España, Francia, Italia, Bélgica, Polonia tienen redes a corriente continua a 3kV, 1,5kV o inferiores. En cambio, Alemania y otros países centroeuropeos, trataron de simplificar al máximo las modificaciones requeridas respecto a la red general de distribución eléctrica y optaron por instalaciones de corriente alterna de 15kV y 16,7Hz.

Con el desarrollo de la electrónica de potencia, la capacidad de controlar la velocidad y el par de los motores de corriente alterna se ha visto incrementada y los motores de corriente continua han sido sustituidos por los motores trifásicos de inducción con rotor cortocircuitado (jaula de ardilla), mucho más robustos y sencillos. Estos motores eran alimentados, inicialmente por convertidores de tiristores y GTOs. Posteriormente, con el desarrollo de los IGBTs, los equipos de alimentación han evolucionado incrementando la eficiencia y la potencia suministrada y con ello la velocidad de los trenes [HER01].

En la actualidad, la tendencia es aumentar la potencia de los motores que son alimentados por convertidores de IGBTs, a partir de líneas monofásicas de alta tensión: 25KV y 50 Hz [KOS10]. Estas líneas permiten reducir las caídas de tensión y las pérdidas respecto a otras líneas de niveles de tensión inferiores. Sin embargo, las antiguas instalaciones ferroviarias han mantenido su configuración en cuanto al modo de electrificación, ya que el cambio supone un costo muy elevado, por tanto los sistemas que alimentan a los trenes han de adaptarse a las líneas antiguas y a las de nueva instalación. En la actualidad, en Europa conviven 4 tipos de líneas de 3kV y 1,5kV DC y 15kV/16,7 Hz. y 25kV/50Hz AC [STE12]. Si los trenes han de ser capaces de rebasar

fronteras y tener mayor flexibilidad en su recorrido, los sistemas de alimentación del tren tienen que ser capaces de amoldarse a las distintas variantes en la alimentación.

A su vez, las tensiones de alimentación de los trenes pueden sufrir variaciones que se reflejan en la norma internacional EN 50163, donde se establecen los rangos admisibles. En la tabla I se muestran las variaciones admisibles en la tensión de las catenarias en corriente continua y alterna:

Tensión del sistema	Tensión no permanente mínima	Tensión permanente mínima	Tensión nominal	Tensión permanente máxima	Tensión no permanente máxima
Sistema DC	900V	1000V	1500V	1800V	1950V
	1800V	2000V	3000V	3600V	3900V
Sistema AC	10,5KV	11,4KV	15KV	16,5KV	17,4KV
	17,5KV	19KV	25KV	27,5KV	29KV

Tabla I. Valores de la tensión de las catenarias según EN 50163

En la figura 1.2 se muestra un mapa con las diferentes electrificaciones en Europa:



Figura 1.2. Mapa de la electrificación de las líneas ferroviarias en Europa

1.3.1 INSTALACIONES ELÉCTRICAS EN LAS LÍNEAS FERROVIARIAS

Para que los equipos embarcados en el ferrocarril accedan a la energía eléctrica necesaria para su funcionamiento, se requiere de una infraestructura que no difiere en

exceso de otras líneas de alimentación, pero que resulta muy costosa. En la figura 1.3 se muestra un esquema de las instalaciones necesarias para alimentar un tren eléctrico:

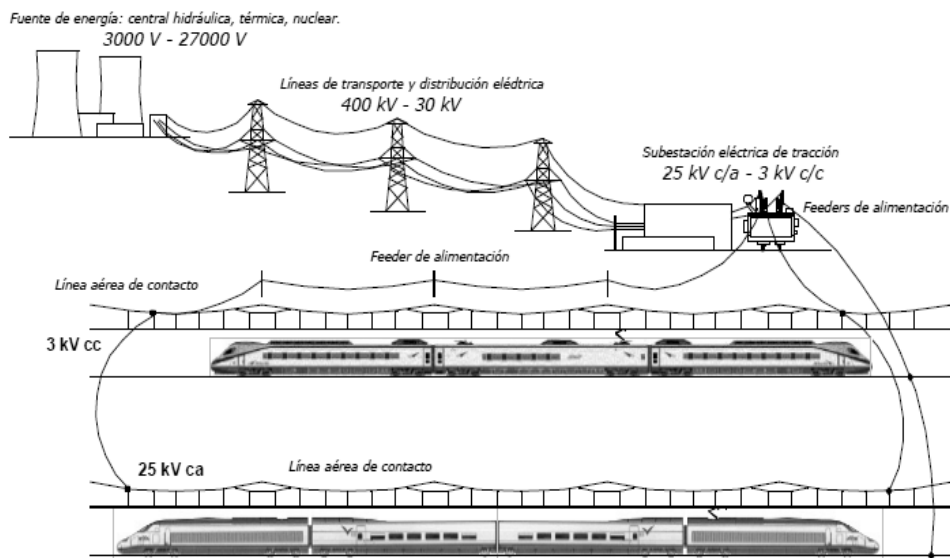


Figura 1.3. Instalaciones eléctricas en el entorno ferroviario

1.3.1.1 LÍNEA DE TRANSPORTE

Generalmente la alimentación a las subestaciones se realiza por una línea de muy alta tensión y que discurre cerca de la línea ferroviaria que atiende. Puede ser una línea de transporte que alimente exclusivamente a las distintas subestaciones de tracción o pertenecer a la red eléctrica pública, en el caso de que ésta ofrezca condiciones suficientemente seguras de alimentación. En cualquier caso, se conecta la línea con la subestación desde uno de los postes con un circuito trifásico.

1.3.1.2 SUBESTACIONES DE TRACCIÓN

Las subestaciones transforman la tensión de las líneas de transporte a la tensión de la catenaria que alimentará al tren. Pueden diferenciarse las que alimentan catenarias en corriente continua y las que alimentan catenarias en corriente alterna.

Cuando la catenaria es de corriente continua, se utilizan grupos convertidores que transforman la corriente trifásica de alta tensión de 50Hz, en corriente continua a tensión más baja (3kV, 1.5kV, etc.). Estos grupos convertidores, que inicialmente eran rectificadores de vapor de mercurio, se implementan actualmente con semiconductores.

Habitualmente, los transformadores de las subestaciones se encargan de rebajar la tensión para posteriormente alimentar un rectificador trifásico que produce una tensión continua de 1650V, propia de las catenarias de 1.5KV. Conectando en serie dos rectificadores se alcanzan los 3300V en corriente continua, para catenarias de 3KV. La distancia entre subestaciones es del orden de 10Km en el caso de corriente continua de 1,5kV y de 20Km en el caso de corriente continua de 3kV.

Con catenarias de corriente alterna, el centro de transformación recibe la potencia trifásica y alimenta un tramo de la catenaria monofásica. Generalmente, las subestaciones son estaciones de alta tensión montadas a la intemperie que siguen el trayecto de la vía y que distan unas de otras hasta 50-60 km dependiendo de la potencia a transmitir. Disponen de transformadores para variar la tensión de la línea y alimentan la catenaria por medio de alimentadores o “feeders” que mediante unos seccionadores se conectan a la catenaria. Cuando alimentan catenarias de 25kV y 50Hz tienen como red primaria la red pública trifásica y utilizan generalmente transformadores monofásicos conectados entre dos fases de la red trifásica. Estas subestaciones se disponen lo más cerca posible de los centros distribuidores de alta tensión para conseguir que las líneas de alimentación sean lo más cortas posibles. Cuando las catenarias utilizadas son de 15kV a 16,7Hz, éstas pueden ser alimentadas por medio de centrales monofásicas, que generan una línea monofásica de alta tensión a 110KV y donde las subestaciones reducen la tensión hasta los 15kV de la catenaria. También pueden ser alimentadas desde una red trifásica especial a 16,7Hz. Otras veces son alimentadas desde la red de alta tensión pública y entonces requieren de convertidores de corriente trifásica de 50Hz a corriente monofásica de 15kV a 16,7Hz.

Por último, en las subestaciones se disponen de equipos de reserva para que, en caso de fallo de alguno de ellos, el suministro a la línea siga garantizándose. En algunos casos, para reducir costes en cada subestación, pueden omitirse estos equipos. En tal caso y ante la ocurrencia de un fallo, las subestaciones vecinas deben ser capaces de asegurar el suministro, con lo que deben acercarse entre si y sobredimensionarse ligeramente para poder garantizar el servicio.

1.3.1.3 LÍNEAS DE CONTACTO

Las líneas de contacto son las encargadas de llevar la corriente hasta el tren. Los sistemas utilizados son básicamente dos: el tercer carril y la línea aérea, siendo esta última la empleada en el caso de alimentación de potencias elevadas.

Las líneas aéreas consisten en uno o dos cables de cobre suspendidos a una cierta altura del suelo que discurren siguiendo el recorrido de las vías. Estos cables permanecen en

contacto con el pantógrafo del vehículo conforme el tren avanza, siguiendo una ruta en forma de zigzag con el fin de evitar que el pantógrafo roce siempre en el mismo punto, reduciendo su desgaste y aumentando su vida útil.

Los cables están suspendidos mediante una estructura elevada y deben permanecer lo más horizontales posible para asegurar un buen contacto con el pantógrafo. Para ello, son tensados y suspendidos con frecuencia. Estos cables no deben elevarse más de 5-10mm por kg. de fuerza aplicada, quedando la flecha máxima limitada y condicionada por la distancia entre postes o el tipo de suspensión, según se define en la norma UNE-EN 50119. Esta pequeña flecha debe absorberse por el pantógrafo evitando el despegue cuando la locomotora alcance velocidades elevadas, ya que se producirían arcos eléctricos muy perjudiciales que incrementarían el deterioro de los elementos en contacto.

1.3.1.4 PANTÓGRAFO

El pantógrafo es el nexo de unión entre la locomotora eléctrica y la línea de contacto. Su función es la de recibir la corriente, o entregarla en el caso del frenado, asegurando un contacto permanente. Para ello, el pantógrafo levanta un poco la catenaria aplicándole cierta presión.

Los pantógrafos son ligeramente diferentes en el caso de corriente continua o alterna, ya que en el caso de corriente continua transmite miles de amperios, mientras que en corriente alterna son sólo unas centenas.



Figura 1.4. Pantógrafo

1.4 SISTEMAS DE POTENCIA EMBARCADOS EN LOS TRENES

Los equipos de potencia embarcados en los trenes se agrupan en tres sistemas de alimentación: sistemas de tracción, sistemas auxiliares y sistemas de alimentación en baja tensión a partir de baterías [LAS10].

Los sistemas embarcados en los trenes, al igual que en barcos y aviones y, sobretudo los destinados al transporte de personas, tienen un condicionamiento en cuanto a fallos en la alimentación de los equipos; requieren de la continuidad en la alimentación independientemente del origen del fallo. Por ello, se dispone de redundancia en la alimentación de los sistemas que aseguren unos servicios mínimos en algunos de los sistemas y garanticen el perfecto funcionamiento de otros más críticos.

Se consideran diferentes escenarios de fallos y definiendo protocolos de actuación para cada uno de ellos. En el caso de fallo en alguno de los sistemas de tracción, el tren podría seguir funcionando con el resto de cabezas tractoras. En el caso de que el fallo se produjese en alguno de los equipos de alimentación de los sistemas auxiliares, el suministro de potencia se realizaría desde otro equipo. En este caso, si el sobredimensionamiento de los equipos de alimentación no es del 100%, los niveles de confort se pueden ver reducidos. En caso de fallo del suministro eléctrico del tren, se asegura la continuidad en el suministro eléctrico en los sistemas críticos de control mediante el sistema de alimentación en baja tensión a partir de la energía almacenada en las baterías.

1.4.1 SISTEMAS DE TRACCIÓN

Los motores de tracción son, sin ningún lugar a dudas, la carga más importante del tren en cuanto a potencia se refiere. La potencia demandada por el conjunto de motores depende del tipo de tren, pero puede llegar a los 8-10MW. Estos motores son alimentados mediante inversores trifásicos a partir de un bus DC interno, cuya tensión habitualmente se encuentra entre 500-4000V.

En función del tipo de catenaria que alimente el tren, pueden variar los equipos necesarios para obtener este bus interno. En el caso de catenarias en corriente continua, los inversores trifásicos que alimentan el motor pueden conectarse directamente a la catenaria a través de un filtro [ECK05]. En cambio, para catenarias en corriente alterna, debido a su elevado nivel de tensión se requiere una reducción previa de tensión que, convencionalmente, se realiza por un transformador de baja frecuencia a 50Hz embarcado en la propia locomotora y un rectificador [ECK05]. Las configuraciones de los sistemas convencionales para la alimentación de los motores de tracción a partir de catenarias DC y AC se muestran en la figura 1.5:

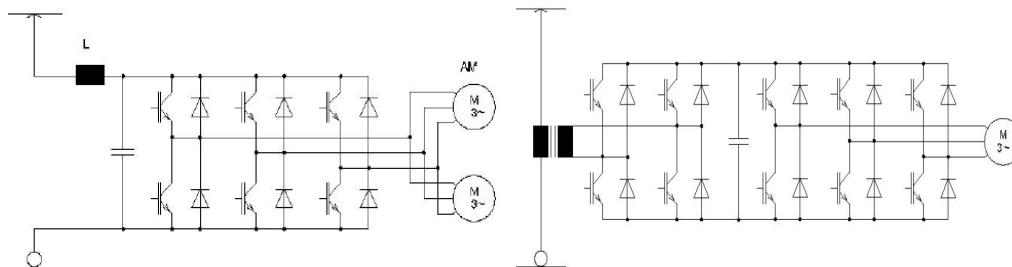


Figura 1.5. Alimentación convencional de los motores de tracción

El peso y volumen de los transformadores de baja frecuencia son muy elevados y, teniendo en cuenta que en la valoración de la eficiencia de los trenes destinados al transporte de personas está el ratio peso/asiento [OST98], es un elemento a reducir. En los últimos años, las empresas del sector ferroviarios han dirigido sus investigaciones hacia la forma de alimentar los sistemas de tracción a partir de topologías más compactas y ligeras.

La idea principal de todas ellas es la de utilizar transformadores de media frecuencia, que ofrecen igualmente aislamiento galvánico, pero cuyo tamaño es muy inferior a los de baja frecuencia. Como la frecuencia de la catenaria es de 50Hz, hay que disponer de convertidores que eleven la frecuencia. Sin embargo, para que los convertidores empleados puedan soportar la elevada tensión de catenaria se requiere la conexión de dispositivos en serie. Por ejemplo en el caso de catenarias de 25KV, el valor pico de la tensión es del orden de 35KV y teniendo en cuenta que los IGBTs comerciales con mayor tensión de corte son de 6,5KV, cuya tensión efectiva es del orden de 4000V, se necesitarían de al menos 10 unidades conectadas en serie. Con el fin de hacer equipos modulares y escalables se emplean estructuras multinivel con convertidores conectados en serie en el lado de la catenaria y en paralelo en el lado del bus de alimentación a los motores. Estas estructuras se pueden clasificar en 3 topologías, en función de la estructura utilizada entre la catenaria y el transformador de media frecuencia.

- Estructuras con Cicloconvertidores [KJA01], [RUF03], [KJE04], [NOR02].
- Estructuras M^2LC [GLI03], [LES03], [GLI04], [MAR04], [GLI05].
- Estructuras AC/DC+DC/AC con circuito resonante serie [ENG03], [STE07], [INO07].

El inconveniente principal que tienen todas ellas es el elevado número de semiconductores utilizados que reducen la fiabilidad del conjunto.

1.4.2 SISTEMAS AUXILIARES

Los sistemas auxiliares comprenden el conjunto de cargas embarcadas en el tren a excepción de los motores de tracción. Básicamente se distinguen tres tipos de cargas:

- Cargas destinadas a alimentar los sistemas auxiliares pertenecientes a los sistemas de tracción, tales como bombas o ventiladores.
- Cargas destinadas al confort de los pasajeros.
- Cargas destinadas a alimentar los sistemas de control del vehículo, incluyendo dispositivos neumáticos, como pueden ser los sistemas de aperturas de puertas o frenos que requieren de compresores, y sistemas hidráulicos. Ambos son alimentados de forma eléctrica por los sistemas auxiliares de alimentación.

Al igual que la tracción, la alimentación de los sistemas auxiliares ha sufrido una gran evolución a lo largo de la larga historia del tren, incorporando nuevas tecnologías en cada una de las épocas [FIS06]. En los inicios del ferrocarril, las locomotoras de vapor reservaban parte del vapor generado para accionar los frenos y calentar los habitáculos, mientras que la iluminación se realizaba mediante gas o incluso velas. Poco a poco, los trenes fueron incorporando la electricidad como fuente de alimentación de los sistemas auxiliares, utilizando generadores que aprovechaban el giro de los ejes para dotar de iluminación a los distintos coches y apoyándose con baterías de almacenamiento. Con la llegada de los trenes diesel-eléctricos, se incorporaron dinamos en cada coche para el suministro eléctrico de los equipos de calefacción principalmente. Posteriormente fueron sustituidos por alternadores y se instalaron nuevos tipos de cargas como el aire acondicionado hacia los años 70. En cambio, los trenes eléctricos incorporaron el suministro eléctrico de los sistemas auxiliares desde las primeras etapas. Un caso muy ilustrativo de la evolución de los sistemas destinados al confort de los pasajeros es el metro de Londres, cuyo origen se remonta a 1863 y que, aunque inicialmente utilizó locomotoras de vapor, incorporó la tracción eléctrica en el último cuarto del siglo XIX. Al principio, se utilizaba directamente la alimentación de los motores de tracción para suministrar energía a los sistemas de control de dichos motores y de la iluminación interna, por lo que se requerían dispositivos que soportasen la alta tensión y se provocaba la pérdida de tensión hasta reducirla a los niveles admisibles por las bombillas empleadas. La apertura de las puertas se realizaba de forma manual por un “Gateman” que viajaba en cada uno de los coches, mientras que la iluminación en cabeza y cola del tren se realizaba con lámparas de gas. Los frenos eran neumáticos y en caso de emergencia, la iluminación interna se realizaba con velas. En 1930, se introdujeron dinamos y baterías para controlar los motores de tracción, iluminación, frenos y accionamiento de puertas con dispositivos de baja tensión, aunque las velas seguían siendo la opción de iluminación en caso de emergencia. En 1950 se incorporaron

alternadores para la generación de una tensión AC que alimentaba directamente los fluorescentes utilizados en la iluminación de los coches y se añadieron rectificadores para alimentar los equipos de corriente continua en baja tensión. A partir de entonces las configuraciones de los sistemas auxiliares han sufrido pequeñas variantes, donde la mayor revolución se produce con la utilización de interruptores de potencia a partir de los años 80, primero tiristores, luego GTOs y finalmente los IGBTs. En los últimos años, los convertidores están evolucionando hacia estructuras resonantes con el fin de aumentar las frecuencias de conmutación y disminuir el volumen y peso de los equipos. En la actualidad, con el incremento de la velocidad y por tanto de la potencia consumida por los trenes y las necesidades de refrigeración de motores, frenado, etc, el incremento del confort y de los servicios ofrecidos en los coches y de los sistemas de control, la potencia demandada de los sistemas auxiliares es cada vez mayor, siendo muy variable en función del tipo de tren, pero llegando alcanzar niveles del orden de 300-500KVA.

Al igual que con los motores de tracción, la alimentación se realiza a partir de un bus de entrada en corriente continua. En el caso de que la alimentación al tren se realice a partir de una catenaria en corriente continua, el bus de entrada es la propia catenaria, figura 1.6. En el caso de que la catenaria sea en corriente alterna, los sistemas auxiliares pueden conectarse al bus DC de los motores de tracción, figura 1.7, o disponer de su propio devanado y rectificador independiente. En cualquier caso, las cargas auxiliares se aíslan de la tensión de entrada, por lo que los convertidores de alimentación de los sistemas auxiliares disponen de un transformador que garantiza el aislamiento galvánico.

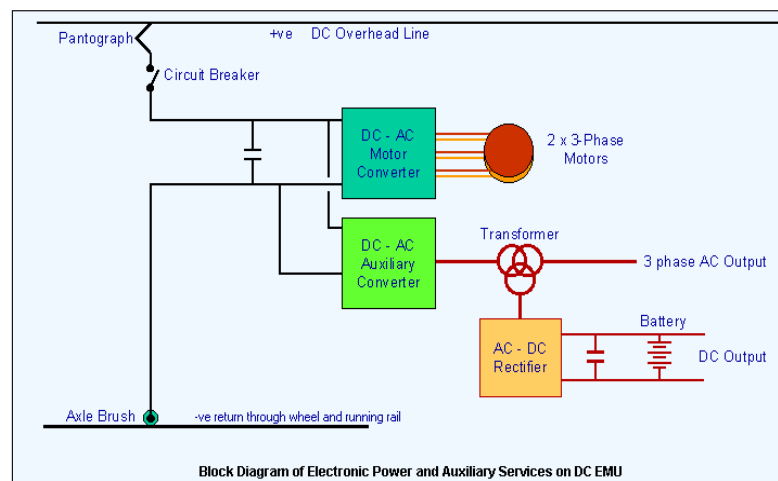


Figura 1.6. Alimentación sistemas auxiliares a partir de catenaria DC

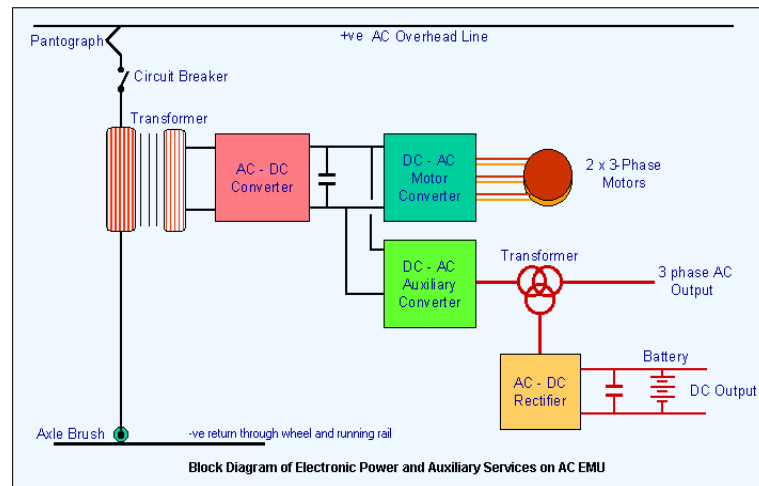


Figura 1.7. Alimentación sistemas auxiliares a partir de catenaria AC

Independientemente del tipo de catenaria a la que se conecte el tren, los sistemas auxiliares pueden clasificarse en función del modo de distribución de la energía a lo largo del mismo: distribución mediante un bus en corriente continua o distribución mediante un bus trifásico en corriente alterna. Esta diferenciación se debe básicamente al uso del tren, que determina el nivel de potencia demandada y el número de coches que lo conforman.

Los trenes de largo recorrido y de alta velocidad ofrecen altos niveles de confort y servicios. Estos trenes tienen una configuración variable en cuanto a número de coches en función del trayecto y de las necesidades de uso. Se trata de sistemas modulares, donde la conexión de los diferentes coches se realiza mediante el acoplamiento Scharfenberg que realiza de una sola vez el acoplamiento mecánico, neumático y eléctrico, según se muestra en la figura 1.8:



Figura 1.8. Acoplamiento Scharfenberg

En este caso, se opta por la distribución mediante un bus interno en corriente continua, cuya tensión varía entre 700-1000V aproximadamente, para distribuir la energía con un solo cable con bajas pérdidas de conducción. En este caso, cada coche incorpora filtros y realiza la conversión a corriente alterna, monofásica o trifásica para alimentar los equipos

empleando convertidores de frecuencia variable o fija, en función de la carga, con el fin de obtener la mayor eficiencia energética posible. La cantidad de componentes y equipos necesarios dentro del propio tren muy elevada y dispone de altos niveles de redundancia en la alimentación de equipos, ya que se trata de trenes de alto costo y generalmente prevalece el criterio del confort respecto al criterio económico. En la figura 1.9 se muestra el esquema de la alimentación de los sistemas auxiliares de los convertidores SIEMENS ICT para trenes de alta velocidad:

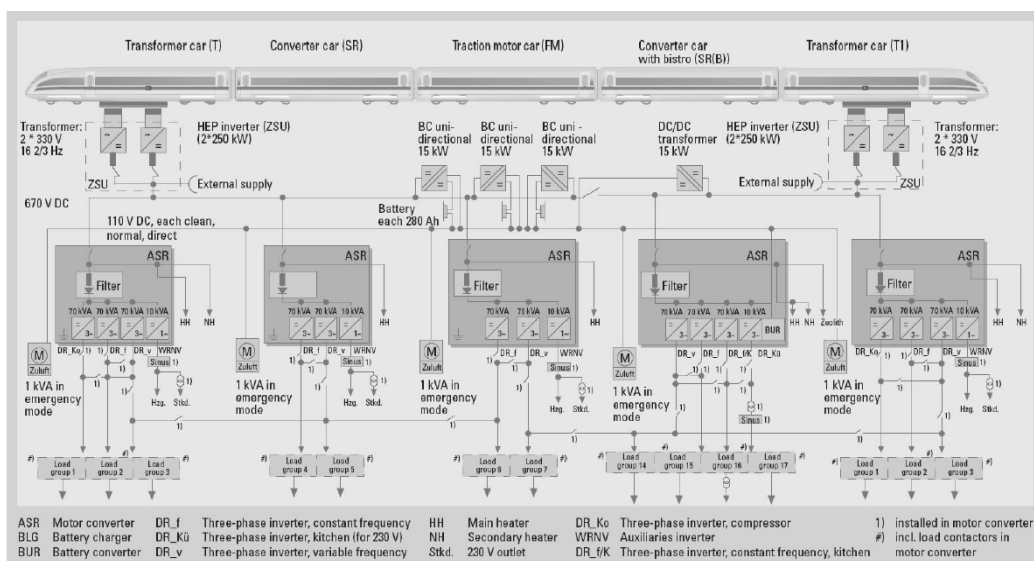


Figura 1.9. Esquema de alimentación de los sistemas auxiliares en trenes de alta velocidad de Siemens

En el esquema se muestra que el bus interno DC se divide en dos partes por un contactor que, en funcionamiento normal, permanece abierto de forma que algunos coches quedan alimentados a partir del bus DC generado por los convertidores ubicados en una de las cabezas del tren y el resto desde el bus generado por los convertidores de la otra cabeza del tren. En caso de fallo de alguno de los convertidores o de los pantógrafos, el contactor se cierra alimentando las cargas desde el otro convertidor. También existe redundancia en la alimentación dentro de los propios coches para asegurar el suministro de las cargas en el caso de fallo de alguno de los convertidores. En la figura 1.10, se muestra un contactor utilizado en trenes con distribución mediante bus interno en corriente continua:

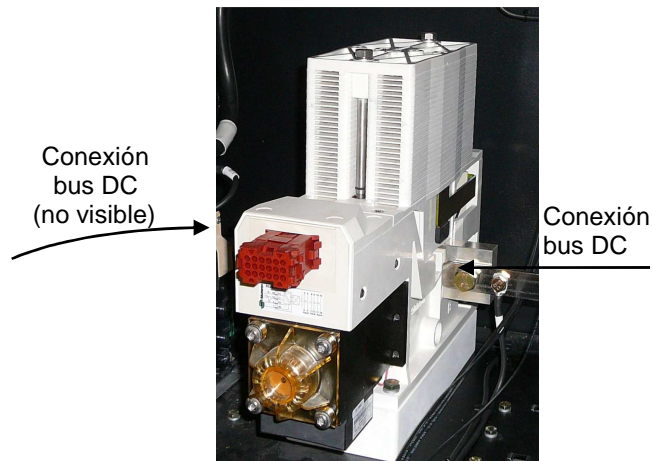


Figura 1.10. Contactor de corriente continua (Imagen facilitada por Ingeteam Power Technology. S.A)

En el resto de trenes: tranvías, metros, trenes de cercanías, trenes regionales, etc, que suponen la mayoría de los trenes existentes, el nivel de potencia demandada es menor y disponen generalmente de un número fijo de coches que ofrecen los mismos servicios en cada uno de ellos. En este caso, la alimentación de las cargas se realiza por medio de un bus trifásico de corriente alterna que recorre el tren y al que se conectan las cargas, de forma que se reduce el número de convertidores necesarios, ya que la mayoría de las cargas de los vagones se alimentan en corriente alterna y se pueden conectar directamente a un bus interno AC 3x400V. Sin embargo, la conexión en paralelo de dos convertidores en corriente alterna es compleja y habitualmente el bus interno AC queda también dividido en dos partes que se conectan por medio de un contactor trifásico que, en condiciones normales de funcionamiento, permanece abierto. En la figura 1.11, se muestra un ejemplo de contactor trifásico donde se indican también los captadores de corriente utilizados para el control y las conexiones de los terminales del bus AC en la parte superior e inferior de la figura:

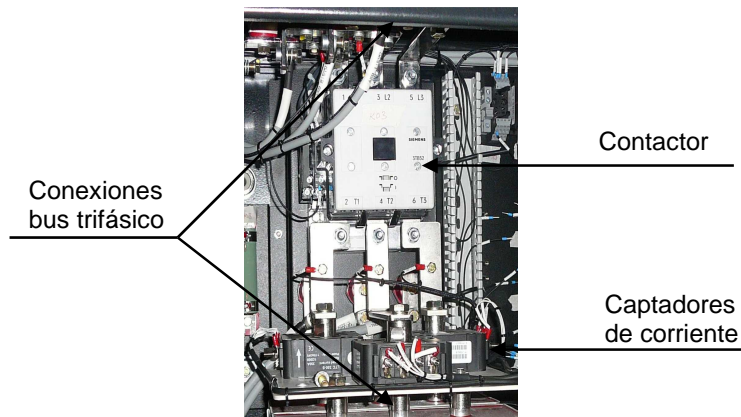


Figura 1.11. Contactor trifásico (Imagen facilitada por Ingeteam Power Technology.S.A)

En caso de fallo en uno de los equipos auxiliares se produce la desconexión del equipo y si tras realizar un protocolo de reconexión, el convertidor no consigue reestablecer su funcionamiento, se cierra el contactor y las cargas quedan alimentadas por el otro convertidor. El tiempo que transcurre desde el inicio del fallo hasta el cierre del contactor, medio tren permanece sin suministro eléctrico, salvo las cargas críticas que son alimentadas a partir del bus de baja tensión. Por otra parte, debido al excesivo sobredimensionado que supondría alimentar todas las cargas desde un solo convertidor, al fallar uno de los convertidores auxiliares se suelen desconectar también algunas de las cargas del sistema auxiliar consideradas prescindibles, pudiendo verse reducidos los niveles de confort o servicios prestados.

1.4.3 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN EN BAJA TENSIÓN

Algunos sistemas del tren no pueden quedar sin suministro eléctrico bajo ningún concepto. Este es el caso de los sistemas de frenado, comunicación o iluminación interna, entre otros [UIC05]. La instalación eléctrica del tren debe asegurar la alimentación de estos equipos independientemente de los problemas que pudieran existir en la catenaria, pantógrafos o convertidores de alimentación de potencia. Para ello, existe un sistema de almacenamiento de energía con baterías que garantizan el suministro de energía a una red en baja tensión que recorre el tren y que alimenta los equipos críticos. Las baterías son alimentadas desde el sistema auxiliar a partir de rectificadores trifásicos y el nivel de tensión de la red interna puede variar entre 24-110V, según EN 50155. Habitualmente al menos dos grupos de baterías alimentan esta red interna, donde la conexión se realiza colocando diodos enfrentados de forma que el grupo de baterías que tiene más tensión alimenta las cargas.

1.5 TENDENCIAS ACTUALES DE LOS SISTEMAS AUXILIARES

En la actualidad, el sector ferroviario es un sector en expansión, donde existe una notable competencia que estimula la mejora continua de los equipos y que ha provocado un incremento de las exigencias en cuanto a fiabilidad, reducción de costos de instalación y de mantenimiento.

Los trenes actuales ofrecen cada vez un mayor número de servicios y prestaciones que requieren de una elevada potencia, por lo que las catenarias tienden a elevar los niveles de tensión. Por otro lado, tienden a ser más ligeros, eficientes y aerodinámicos, por lo que la simplificación de los sistemas embarcados es esencial. Uno de los mayores retos del sector ferroviario es la estandarización de las instalaciones e interfaces entre los sistemas embarcados [LAS10], ya que la fabricación se realiza en pequeñas series y adecuándose a los requerimientos de los clientes, existiendo un gran número de particularidades y variantes en las instalaciones que dificultan el mantenimiento y la actualización de los equipos.

Respecto a la alimentación de los sistemas auxiliares, en la mayoría de los casos la alimentación de las cargas mediante un bus interno trifásico es la opción más apropiada, en cuanto al coste, mantenimiento e incluso la energía total consumida por el tren, ya que reduce el número de equipos y el peso del conjunto. La utilización de contactores para dividir el bus supone añadir un elemento más a la instalación, con el incremento de costo y peso correspondientes, además de ser un elemento que requiere de un importante mantenimiento. Estos inconvenientes, pueden ser superados realizando una redundancia activa, donde los convertidores alimenten en paralelo un mismo bus interno al que se conecten las cargas [BAC08]. Sin embargo, la conexión de fuentes en paralelo debe realizarse de forma precisa para evitar flujos de potencia indeseados, siendo fundamental la perfecta sincronización de las tensiones de salida de los convertidores. Algunas empresas del sector, como es el caso del tren CORADIA que circula por el norte y centro de Europa, han optado por este tipo de soluciones tanto en buses en corriente continua como en corriente alterna [RTM05], figura 1.12:

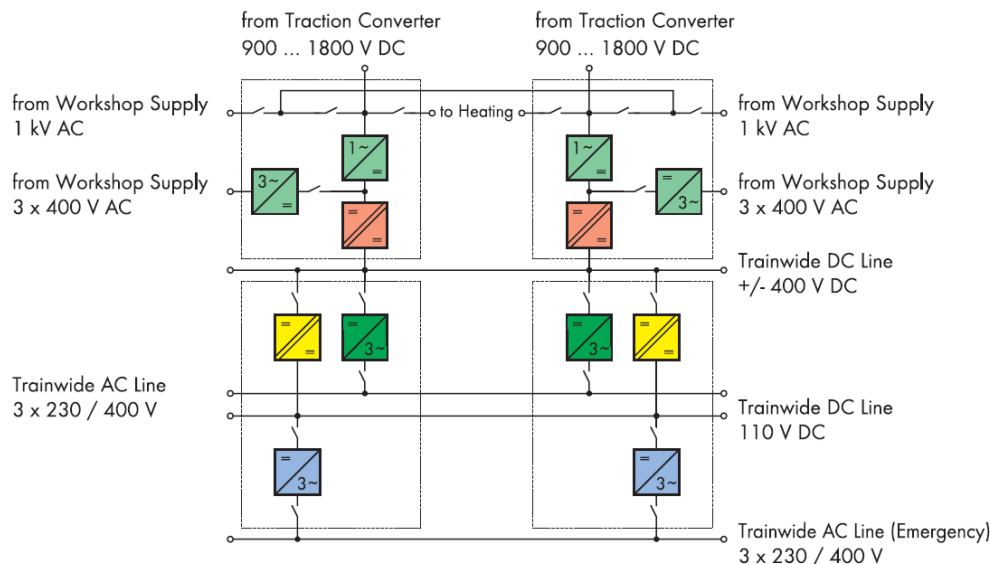


Figura 1.12. Esquema de alimentación de los sistemas auxiliares en el tren CORADIA

En estas configuraciones, pequeñas diferencias en las tensiones ofrecidas por los convertidores pueden suponer desequilibrios importantes en las potencias entregadas por cada uno de ellos. En el caso de los buses AC el control es más complejo ya que no sólo se requiere del ajuste de la potencia activa sino que también de la potencia reactiva, siendo fundamental la perfecta sincronización de la frecuencia y el control de las diferencias de fase o amplitud.

La sincronización de los convertidores se puede clasificar básicamente en dos métodos:

- Sincronización con cables específicos de comunicación.
- Sincronización sin cables específicos de comunicación.

En el primer caso, uno de los convertidores determina la frecuencia, la fase y la amplitud al otro convertidor, que sigue la referencia del primero. El seguimiento de la referencia debe ser suficientemente rápido y preciso como para evitar flujos de potencia no controlados. Un inconveniente añadido es que debido al elevado riesgo que supone la pérdida de sincronismo por un fallo, es conveniente la redundancia en la comunicación entre equipos. Además, como los equipos se sitúan en las cabezas tractoras del tren, los buses de comunicación resultan largos y costosos y su duplicidad encarece aún más el costo de la instalación. En el segundo caso, los inconvenientes descritos desaparecen siendo las instalaciones más sencillas y económicas, por lo que suponen una opción muy prometedora. Sin embargo, el control de los equipos es más complejo y se debe prestar atención a los distintos aspectos que intervienen en la transferencia de la potencia entre

fuentes conectadas en paralelo. La importancia de conocer en profundidad estos aspectos en los sistemas embarcados en trenes, y en particular de este modo de funcionamiento, ha llevado a la realización de esta tesis.

1.6 OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS

La mayoría de los estudios que analizan los flujos de potencia entre fuentes conectadas en paralelo consideran la tensión de una de las fuentes suficientemente robusta como para no alterar su tensión y analizan el flujo de potencia a partir de la diferencia de la fase y de la amplitud entre ambas fuentes. En general faltan modelos que caractericen dichos flujos cuando al mismo tiempo las dos fuentes varían sus tensiones, tal y como ocurre en los convertidores conectados en paralelo para la alimentación de los sistemas auxiliares. Por ese motivo, el objetivo principal de la tesis es analizar en profundidad la conexión en paralelo de los convertidores, proponiendo modelos dinámicos que permitan conocer la respuesta transitoria y permanente de la potencia y analizar la interacción entre los flujos de potencia activa y reactiva.

A partir del método de análisis propuesto, es posible abordar dos objetivos parciales de la tesis. El primero de ellos es el análisis de la operación en paralelo de estructuras multinivel que se utilizan en equipos de potencia con control centralizado, es decir, con comunicación completa de su estado de operación. El segundo de ellos es el estudio de la alimentación de los sistemas auxiliares alimentados por dos equipos situados en los extremos del tren operando en paralelo sin buses específicos de comunicación.

En ambos casos, se definen, como objetivos específicos de la tesis los siguientes:

- La obtención de los modelos dinámicos que definen los flujos de potencia.
- El análisis de la interacción de los flujos de potencia con los algoritmos de control empleados.
- La influencia de los modos de operación en el contenido armónico de las corrientes y tensiones en modo diferencial y modo común que los convertidores introducen al sistema, mostrando una metodología de análisis.

Para el desarrollo de estos objetivos, la tesis se estructura de la siguiente forma:

En el capítulo 2 se afronta el análisis de los flujos de potencia a partir de un modelo matemático genérico con fuentes de tensión en paralelo. En este capítulo se desarrolla la base teórica, cuyas conclusiones son utilizadas en los análisis de las estructuras concretas planteadas en los capítulos 3 y 4.

En el capítulo 3 se desarrolla el primer objetivo parcial de la tesis donde se analiza una topología habitualmente utilizada en la alimentación de los sistemas auxiliares, en la que los convertidores mantienen un control centralizado. El control obtiene información de la potencia entregada por cada equipo y puede mandar consignas para conseguir el ajuste en caso de desequilibrio. La estructura del convertidor analizado consiste en dos convertidores conectados en serie a un bus de entrada DC y que por medio de un transformador de dos primarios y un secundario, alimentan en paralelo al bus AC al que se conectan las cargas auxiliares. Se determina el reparto de potencias debido a posibles desequilibrios en los parámetros de los convertidores en ausencia de control y las mejoras obtenidas tras realizar dos tipos de ajustes en las moduladoras de los convertidores.

En el capítulo 4 se desarrolla el segundo objetivo parcial de la tesis donde se analiza la conexión de convertidores en paralelo con un funcionamiento autónomo. En este caso, tras realizarse una revisión previa de las técnicas que se plantean en el estado del arte, se ha optado por la técnica Droop control, por ser la técnica más prometedora, donde cada convertidor trabaja de forma independiente sin mantener comunicación con el otro con el fin de conocer la potencia que éste entrega.

Para finalizar, en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones del trabajo llevado a cabo a lo largo de la tesis y las aportaciones realizadas. Asimismo, se plantean diversas líneas futuras que puedan dotar de continuidad a la labor de investigación desarrollada hasta la fecha.

La consecución de esta tesis ha sido posible gracias al apoyo y la colaboración de la empresa Ingeteam Power Technology. S.A que, además de financiación, ha aportado conocimientos técnicos y ha facilitado parámetros reales que han permitido que los resultados obtenidos se adecuen a las instalaciones realizadas en los trenes.

CAPÍTULO 2

Conexión de fuentes en paralelo alimentando cargas trifásicas

2.1 INTRODUCCIÓN

La elevada potencia demandada en la alimentación de los sistemas auxiliares embarcados en los trenes, junto con la redundancia necesaria, ha propiciado que las configuraciones empleadas dispongan generalmente de al menos dos convertidores de potencia trifásicos alimentando las cargas. Con el fin de simplificar el sistema y aumentar su fiabilidad es deseable que estos equipos estén conectados en paralelo.

La operación en paralelo presenta los siguientes desafíos:

- La diferencia en las impedancias existentes entre el punto de conexión de los convertidores y las cargas, se manifiesta en un reparto asimétrico de la potencia que suministra cada uno de ellos. Esta diferencia puede producirse por el desplazamiento de las cargas hacia uno de los convertidores o simplemente debido a las tolerancias constructivas de los elementos situados entre las cargas y los convertidores, como pueden ser filtros o transformadores.
- La diferencia en las tensiones de los convertidores pueden traducirse en un flujo de potencia entre los mismos, que debe ser controlado. En caso contrario, las elevadas corrientes provocarían la apertura de las protecciones de los equipos. Es, por tanto, fundamental evitar estas diferencias en las tensiones e incorporar controles que aseguren el sincronismo en los convertidores conectados en paralelo.

Con el fin de conocer en profundidad la alimentación de las cargas mediante convertidores en paralelo y el flujo de potencia entre los convertidores, en este capítulo se ahonda en las interacciones entre las fuentes de tensión en paralelo. Las conclusiones obtenidas se aplicarán posteriormente a las estructuras de conversión utilizadas en la alimentación de los sistemas auxiliares del tren y que serán analizados en los capítulos 3 y 4.

En primer lugar se presentará la conexión de dos fuentes monofásicas ideales en paralelo, que servirá para definir los parámetros de los que depende la transferencia de la potencia en el régimen permanente. Seguidamente, se analiza la respuesta transitoria de la línea de conexión entre las fuentes ante pequeñas diferencias de la amplitud y de la fase en la tensión, extendiendo el análisis a los sistemas trifásicos. Como el objetivo principal de la conexión de fuentes en paralelo es la alimentación de las cargas a partir de varios equipos, posteriormente se incorporan las cargas que se conectan en algún punto de la línea de conexión entre las fuentes. En este apartado se propone un nuevo enfoque que facilita la comprensión del reparto de potencias y la influencia de los diferentes parámetros del sistema en el flujo de potencia entre las fuentes. Como consecuencia del análisis realizado, se propone un modelo dinámico simplificado con el que se puede caracterizar la respuesta transitoria de la potencia activa y reactiva alimentada por cada una de las fuentes. Dicho modelo tiene un papel relevante a la hora de sintonizar el algoritmo de control que se implementará para balancear el reparto de las potencias.

El modelo dinámico propuesto en esta tesis supone una herramienta sencilla que facilita en gran medida la comprensión de los fenómenos que ocurren cuando se conectan equipos en paralelo. Además es suficientemente preciso en la predicción de la dinámica de las potencias de los convertidores y de la transferencia de potencia activa y reactiva entre ellos.

Por último, se describen las perturbaciones producidas por la naturaleza conmutada de las fuentes de alimentación utilizadas en los sistemas embarcados, tanto en el flujo de corriente en el modo diferencial, como en el flujo de corriente a tierra debido al modo común.

2.2 TEORÍA GENERAL DE LA TRANSFERENCIA DE POTENCIA ENTRE DOS FUENTES MONOFÁSICAS EN PARALELO

Cuando dos fuentes de tensión en alterna se conectan en paralelo, se produce un transvase de potencia entre dichas fuentes, en función de la diferencia instantánea de tensión y de la impedancia entre las mismas. Es decir, se produce un flujo de potencia

cuando la amplitud y/o la fase de las fuentes son diferentes. La impedancia de la línea determina tanto la amplitud como el carácter, activa o reactiva, de la potencia transferida.

2.2.1 ANÁLISIS DEL RÉGIMEN PERMANENTE

La figura 2.1 muestra dos fuentes de tensión monofásicas \vec{E}_1 y \vec{E}_2 conectadas en paralelo a través de una línea, donde E_i es la amplitud de las fuentes y δ_i representa la fase de cada una de ellas y \vec{Z}_L es la impedancia de la línea de conexión:

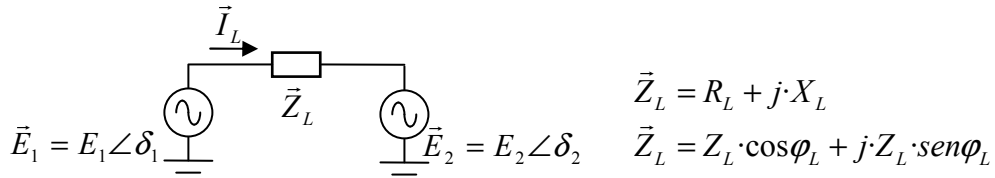


Figura 2.1. Esquema de dos fuentes conectadas en paralelo

La nomenclatura utilizada a lo largo de la tesis para definir el módulo de la tensión y las diferencias de fase entre las fuentes es la siguiente:

$$\begin{aligned}
 E_1 &= E_0 + \Delta E_1 \\
 E_2 &= E_0 + \Delta E_2 \\
 \delta &= \delta_1 - \delta_2
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

En función de las diferencias en los parámetros de operación de cada fuente se obtiene la potencia aparente transferida [TUL97]:

$$\vec{S}_1 = \vec{E}_1 \cdot \vec{I}_L^* = \vec{E}_1 \cdot \left(\frac{\vec{E}_1 - \vec{E}_2}{\vec{Z}_L} \right)^* = \vec{E}_1 \cdot \left(\frac{E_1 \cdot \cos \delta + jE_1 \cdot \sin \delta - E_2}{\vec{Z}_L} \right) \tag{2.2}$$

A partir de (2.2) se puede obtener las potencias activa y reactiva intercambiadas entre las fuentes. A continuación se muestran los módulos de dichas potencias:

$$\begin{aligned}
 P_s &= \frac{E_1}{Z_L} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \cos \varphi_L + E_2 \cdot \sin \varphi_L \cdot \sin \delta] \\
 Q_s &= \frac{E_1}{Z_L} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \sin \varphi_L - E_2 \cdot \cos \varphi_L \cdot \sin \delta]
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

Las expresiones recogidas en (2.3) muestran que el flujo de la potencia depende de tres factores:

- Diferencia de amplitudes.
- Diferencia de fases.
- Tipo de línea que conecta ambas fuentes.

Las dos primeras son impuestas por las fuentes de tensión, en cambio, la última depende en gran medida de la instalación, donde no solo influye el tamaño de la impedancia Z_L sino que también el carácter inductivo o resistivo de la misma.

En el caso de una línea puramente inductiva ($\cos\phi_L=0$), sólo se transvasa potencia activa cuando existe una diferencia de fase entre las fuentes. A su vez, la potencia reactiva depende de la amplitud y de la fase, aunque si el desfase en la tensión es pequeño, la potencia reactiva transferida está determinada básicamente por la diferencia de amplitudes entre las fuentes.

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{E_1 \cdot E_2}{X_L} \cdot \sin \delta \\ Q_s &= \frac{E_1}{X_L} \cdot (E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \end{aligned} \quad (2.4)$$

En el caso de una línea de conexión puramente resistiva ($\cos\phi_L=1$), se intercambian las expresiones, produciéndose solamente el transvase de potencia reactiva en presencia de un desfase entre las fuentes y siendo en el sentido inverso al caso de las líneas puramente inductivas. Mientras, la potencia activa depende principalmente de la diferencia de amplitudes [YAO11]:

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{E_1}{R_L} \cdot (E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \\ Q_s &= \frac{-E_1 \cdot E_2}{R_L} \cdot \sin \delta \end{aligned} \quad (2.5)$$

En el caso de la alimentación de los sistemas auxiliares de los trenes, las líneas se pueden considerar prácticamente inductivas a la frecuencia fundamental de 50Hz, ya que los convertidores disponen de transformadores de aislamiento y filtros que aportan un carácter inductivo a la línea de conexión. Además habitualmente los convertidores se sitúan en la cabeza y cola del tren, conectándose con largos cables a los que se conectan las cargas. Teniendo en cuenta estas consideraciones, es más adecuado realizar el ajuste de la potencia activa a partir de la diferencia de fase y el ajuste de la potencia reactiva a partir de la diferencia de amplitud entre la tensión efectiva ofrecida por cada convertidor.

Generalmente la impedancia de la línea es relativamente baja y el flujo de potencia es muy sensible a las variaciones de la fase. Tan solo un pequeño desfase en las tensiones de las fuentes puede provocar un importante transvase de potencia. Por ejemplo, en una fuente que entregase una potencia nominal P_N :

$$P_N = E_0 \cdot I_N$$

donde la caída de tensión en la impedancia de línea fuese del 5% $\rightarrow 0.05 \cdot E_0 = Z_L \cdot I_N$,

la impedancia de la línea podría expresarse como:

$$Z_L = \frac{0.05 \cdot E_0^2}{P_N}$$

y la potencia transferida entre las fuentes en función del desfase sería:

$$P_s = \frac{E_0^2}{0.05 \cdot E_0^2 / P_N} \cdot \sin \delta = 20 \cdot P_N \cdot \sin \delta$$

Es decir, por ejemplo un desfase de tan solo 0.05rad entre las fuentes, supondría un flujo de potencia entre ellas del orden de la potencia nominal. Esta elevada sensibilidad a la diferencia de fase entre las fuentes, propia del sistema, remarca la necesidad de tomar precauciones a la hora de conectar dos fuentes de tensión en paralelo.

Analizando bajo otro punto de vista, si se pretende regular la transferencia de potencia entre las fuentes, se debe ajustar de forma precisa la diferencia de fase y amplitud entre las mismas. A continuación se analiza la respuesta dinámica del flujo de potencia que se transfiere entre las fuentes, ante variaciones en la amplitud o fase en la tensión de alguna de ellas.

2.2.2 ANÁLISIS DEL RÉGIMEN TRANSITORIO. DINÁMICA DEL LAZO ABIERTO

Se parte de un sistema en equilibrio, donde las fuentes tienen la misma frecuencia, fase y amplitud $E_1=E_2=E_0$ y $\delta_1=\delta_2$, según la figura 2.2. Por tanto, inicialmente no circula corriente por la línea y la potencia transferida entre las fuentes es nula:

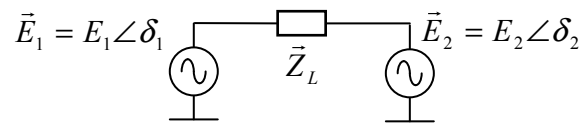


Figura 2.2. Esquema de dos fuentes conectadas en paralelo

2.2.2.1 VARIACIONES DE LA FASE

Cuando una fuente fuerza una alteración en la fase, se produce una variación en la corriente que se manifiesta en un nuevo nivel de potencia activa y reactiva transferida entre las fuentes. El cambio de la potencia no es instantáneo y tiene una dinámica determinada por la variación de la corriente en la línea $i_L(t)$:

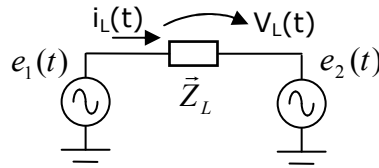


Figura 2.3. Corriente en la línea debido a la diferencia de tensiones de las fuentes

A continuación se analiza un cambio en la fase δ de la fuente 1, donde la corriente que circula por la línea que conecta ambas fuentes viene definida por la diferencia de tensión a ambos lados, siendo:

$$v_L(t) = E_p \cdot \cos(\omega t + \delta) - E_p \cdot \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

con E_p el valor pico de la amplitud de las fuentes y ω la frecuencia de oscilación. Operando y aplicando relaciones trigonométricas se obtiene:

$$v_L(t) = E_p \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos \delta - E_p \cdot \cos(\omega t) - E_p \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin \delta \quad (2.7)$$

En el caso de desplazamientos de fase pequeños, como generalmente ocurre, $\cos \delta \rightarrow 1$ y $\sin \delta \rightarrow \delta$, pudiéndose aproximar la tensión en la impedancia de la línea por la siguiente expresión

$$v_L(t) \approx -E_p \cdot \sin(\omega t) \cdot \delta \quad (2.8)$$

Por otra parte, la ecuación diferencial que describe la dinámica de la corriente en la línea es:

$$v_L = R_L \cdot i_L + L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.9)$$

Resolviendo esta ecuación diferencial de primer orden se obtiene que la corriente en la línea está formada por una componente transitoria, u homogénea, y una permanente. La componente permanente es:

$$i_{Lp}(t) \approx \frac{-E_p \cdot \sin(\omega t - 90) \cdot \delta}{Z_L} = \frac{E_p}{Z_L} \cdot \cos(\omega t) \cdot \delta \quad (2.10)$$

La componente homogénea es del tipo $i_{Lh}(t)=C \cdot e^{-t/\zeta}$ donde $\zeta=L/R_L$ es la constante de tiempo de la línea. A partir del valor en el instante $t=0$, donde $i_{L(t=0)}=0$, se obtiene el valor de la constante C:

$$i_{L(t=0)} = 0 = \frac{E_p}{Z_L} \cdot \delta + C \cdot e^{-0/\tau} \text{ y por tanto } C = -\frac{E_p}{Z_L} \cdot \delta \quad (2.11)$$

Quedando definida la corriente a través de la línea según la siguiente expresión:

$$i_L(t) \approx \frac{E_p \cdot \delta}{Z_L} \cdot (\cos(\omega t) - e^{-t/\tau}) \quad (2.12)$$

La potencia activa instantánea que transfiere la fuente emisora ante un cambio de fase viene dada por el producto de la tensión y la corriente instantánea: $p_s(t)=e(t) \cdot i_L(t)$:

$$p_s(t) \approx E_p \cdot \cos(\omega t + \delta) \cdot \frac{E_p \cdot \delta}{Z_L} \cdot (\cos(\omega t) - e^{-t/\tau}). \quad (2.13)$$

Operando se obtiene la siguiente expresión:

$$p_s(t) \approx \frac{E_p^2 \cdot \delta}{Z_L} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot (\cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \delta) - (\cos(\omega t) - \sin(\omega t) \cdot \delta) \cdot e^{-t/\tau} \right) \quad (2.14)$$

Según se ha indicado en 2.2.1, las variaciones de la fase δ son mínimas, debido a la gran sensibilidad en la transferencia de potencia, por lo que los términos $\sin(\omega t) \cdot \delta$ y $\sin(2\omega t) \cdot \delta$ apenas tienen peso y la expresión de la potencia se podría aproximar de la siguiente forma:

$$p_s(t) \approx \frac{E_p^2 \cdot \delta}{Z_L} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega t) - e^{-t/\tau} \cdot \cos(\omega t) \right) \quad (2.15)$$

La potencia está compuesta por una componente continua cuyo valor corresponde al nuevo nivel de potencia transferida en el régimen permanente:

$$P_s = \frac{E_p^2}{2 \cdot Z_L} \cdot \delta = \frac{E_0^2}{Z_L} \cdot \delta \quad (2.16)$$

Una componente de frecuencia $2\omega t$ y un término exponencial que corresponde al régimen transitorio. Esta oscilación de la componente exponencial se produce a la frecuencia de la

fuelle de tensión con un amortiguamiento que depende de la constante de tiempo de la línea. La expresión (2.15) desglosada en estos tres términos se muestra a continuación:

$$p_s(t) \approx \frac{E_p^2 \cdot \delta}{Z_L} \left(\underbrace{\frac{1}{2} \cos(2\omega t)}_{\substack{\text{Término} \\ \text{potencia} \\ \text{oscilante} \\ 100\text{Hz}}} - \underbrace{\frac{1}{2} + 1}_{\substack{\text{Término} \\ \text{potencia} \\ \text{constante}}} + \underbrace{e^{-t/\tau} \cdot \cos(\omega t)}_{\substack{\text{Término} \\ \text{potencia} \\ \text{transitoria}}} \right) \quad (2.17)$$

Desde el punto de vista de la obtención de un modelo sencillo para la dinámica de la potencia, resulta más adecuado reorganizar la fórmula tal y como se muestra seguidamente:

$$p_s(t) \approx \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{E_p^2 \cdot \delta}{Z_L} \cdot (\cos(2\omega t) - 1)}_{\text{Término 1}} + \underbrace{\frac{E_p^2 \cdot \delta}{Z_L} \cdot (1 - e^{-t/\tau} \cdot \cos(\omega t))}_{\text{Término 2}} \quad (2.18)$$

El término 2 de (2.18) es una componente exponencial multiplicada por un coseno y se asemeja a la respuesta transitoria de un sistema de segundo orden ante una entrada escalón [OGA93]:

$$c(t) = U \cdot \left[1 - e^{-\xi \omega_n t} \left(\cos(\omega_d t) + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \text{sen}(\omega_d t) \right) \right] \quad (2.19)$$

Donde ω_n es la frecuencia natural, ω_d es la frecuencia amortiguada y ξ es el amortiguamiento. En el caso de amortiguamientos bajos podría despreciarse el término del seno:

$$c(t) \approx U \cdot [1 - e^{-\xi \omega_n t} \cos(\omega_d t)] \quad (2.20)$$

El término 2 de (2.18) y (2.20) son iguales si las ganancias son iguales y la frecuencia del sistema de segundo orden coincide con la frecuencia de la fuente $\omega_d = \omega$ y el amortiguamiento del sistema de segundo orden es igual al inverso del producto de la constante de tiempo de la línea y la frecuencia natural:

$$\xi = \frac{1}{\tau \cdot \omega_n} \quad \text{y} \quad \omega_n = \frac{\omega}{\sqrt{1 - \xi^2}}. \quad (2.21)$$

Si la línea fuese puramente inductiva, la constante de tiempo sería infinita y el amortiguamiento $\xi=0$. Considerando líneas predominantemente inductivas a las líneas con $\cos\phi_L \in [0,0.2]$, el término dependiente del amortiguamiento ξ es por lo menos cinco veces menor que el término del coseno y (2.20) es una buena aproximación de la potencia transitoria.

En la figura 2.4 se compara la potencia de la fuente emisora ante un cambio en la fase, con la obtenida a partir de la expresión (2.17). También se compara, en la gráfica inferior, el término de la potencia transitoria de (2.17) con la aproximación de la respuesta transitoria de un sistema de segundo orden ante entrada escalón obtenida en (2.20). El ejemplo está realizado para un cambio de fase de 0.05rad en una línea predominantemente inductiva con $\cos\phi_L=0.2$:

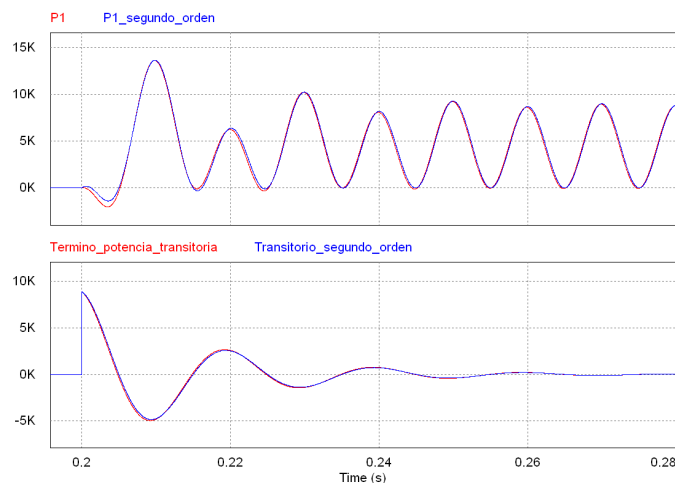


Figura 2.4. Comparación de la dinámica de la potencia en la fuente emisora con la potencia de un sistema de segundo orden

Se observa que la simplificación de la respuesta transitoria como la obtenida en un sistema de segundo orden es suficientemente precisa. En este caso, el pico de potencia en el transitorio aumenta un 50% respecto al valor del régimen permanente. En el caso de líneas más inductivas la sobreoscilación aumenta, siendo del 100% en el caso de líneas puramente inductivas. Estos picos de potencia junto con el tiempo de estabilización han de tenerse en cuenta a la hora de implementar el sistema de control de potencia.

En un sistema trifásico equilibrado, la variación de la potencia en la fuente emisora se calcula considerando tres sistemas monofásicos con desplazamientos de la fase de las fuentes de tensión de 120°. La tensión de cada fase viene definida por:

$$\begin{aligned} E_{1a}(t) &= E_p \cdot \cos(\omega t) \\ E_{1b}(t) &= E_p \cdot \cos(\omega t + 120) \\ E_{1c}(t) &= E_p \cdot \cos(\omega t - 120) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Para cada fase, la corriente de la línea se obtiene a partir de las componentes permanente y homogénea. La corriente de la fase “a” ha sido calculada en el caso monofásico y las corrientes para las fases “b” y “c” se calculan a continuación. En primer lugar, las componentes del régimen permanente son:

$$\begin{aligned} i_{Lpb}(t) &= \frac{E_p}{Z_L} \cdot \cos(\omega t + 120) \cdot \delta \\ i_{Lpc}(t) &= \frac{E_p}{Z_L} \cdot \cos(\omega t - 120) \cdot \delta \end{aligned} \quad (2.23)$$

Siendo las componentes homogéneas de la corriente de la forma $i_{Lh}(t) = C \cdot e^{-t/\tau}$. El valor de la constante C se obtiene a partir del valor en el instante $t=0$, donde $i_{L(t=0)}=0$. De esta forma:

$$i_{L(t=0)} = C \cdot e^{-0/\tau} - \frac{E_p}{Z_L} \cdot \delta \cdot \frac{1}{2} \text{ y por tanto } C = \frac{E_p}{2 \cdot Z_L} \cdot \delta \quad (2.24)$$

Quedando la corriente de las otras dos fases como:

$$\begin{aligned} i_{Lb}(t) &\approx \frac{E_p \cdot \delta}{Z_L} \left(\cos(\omega t + 120) + \frac{1}{2} \cdot e^{-t/\tau} \right) \\ i_{Lc}(t) &\approx \frac{E_p \cdot \delta}{Z_L} \left(\cos(\omega t - 120) + \frac{1}{2} \cdot e^{-t/\tau} \right) \end{aligned} \quad (2.25)$$

De esta forma la potencia transmitida por cada una de las fases quedaría:

$$\begin{aligned}
p_a(t) &\approx \frac{E_p^2}{Z_L} \cdot \delta \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot (\cos(2\omega t) - \sin(2\omega t) \cdot \delta) - \right. \\
&\quad \left. - (\cos(\omega t) - \sin(\omega t) \cdot \delta) \cdot e^{-t/\tau} \right) \\
p_b(t) &\approx \frac{E_p^2}{Z_L} \cdot \delta \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot (\cos(2\omega t + 120) - \sin(2\omega t + 120) \cdot \delta) \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{2} \cdot (\cos(\omega t + 120) - \sin(\omega t + 120) \cdot \delta) \cdot e^{-t/\tau} \right) \\
p_c(t) &\approx \frac{E_p^2}{Z_L} \cdot \delta \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot (\cos(2\omega t - 120) - \sin(2\omega t - 120) \cdot \delta) \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{2} \cdot (\cos(\omega t - 120) - \sin(\omega t - 120) \cdot \delta) \cdot e^{-t/\tau} \right)
\end{aligned} \quad (2.26)$$

Al igual que en el caso monofásico, se consideran valores de desfase δ muy pequeños por lo que las expresiones anteriores se pueden simplificar:

$$\begin{aligned}
p_a(t) &\approx \frac{E_p^2}{2 \cdot Z_L} \cdot \delta \cdot (1 + \cos(2\omega t) - 2 \cdot \cos(\omega t) \cdot e^{-t/\tau}) \\
p_b(t) &\approx \frac{E_p^2}{2 \cdot Z_L} \cdot \delta \cdot (1 + \cos(2\omega t + 120) + \cos(\omega t + 120) \cdot e^{-t/\tau}) \\
p_c(t) &\approx \frac{E_p^2}{2 \cdot Z_L} \cdot \delta \cdot (1 + \cos(2\omega t - 120) + \cos(\omega t - 120) \cdot e^{-t/\tau})
\end{aligned} \quad (2.27)$$

La potencia trifásica es la suma de las potencias de las fases. En régimen permanente esta potencia es constante, ya que la suma de las potencias oscilantes a 100Hz y desfasadas 120° se anula. La suma de las componentes transitorias de las tres fases resulta otra componente transitoria de la misma frecuencia y amortiguamiento pero cuya amplitud es 3/2 la amplitud de la componente transitoria monofásica:

$$p_s(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{E_p^2 \cdot \delta}{Z_L} \cdot (1 - \cos(\omega t) \cdot e^{-t/\tau}) \quad (2.28)$$

El término correspondiente al régimen permanente, es tres veces el de una fase (2.4), donde se ha considerado el valor eficaz de la tensión, mientras que el término transitorio se corresponde a la respuesta transitoria de un filtro paso bajo de segundo orden ante una entrada escalón. En la figura 2.5 se muestra la potencia de la fuente emisora ante la variación de fase para un sistema trifásico:

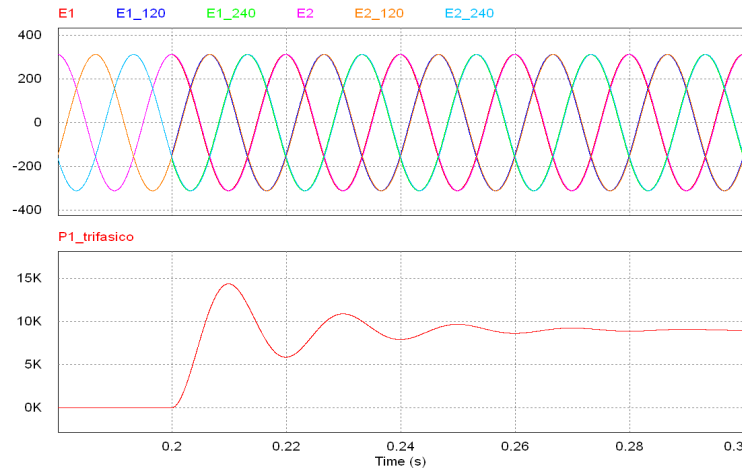


Figura 2.5. Transitorio de la potencia activa de la fuente emisora ante la variación de la fase

La potencia activa transferida entre las fuentes ante variaciones en la fase, se puede describir mediante un diagrama de bloques como el mostrado en la figura 2.6. Como en los capítulos posteriores a la hora de definir el control del sistema se trabaja en el dominio de la frecuencia, se representa también la potencia respecto a la diferencia de fases δ en un diagrama de Bode:

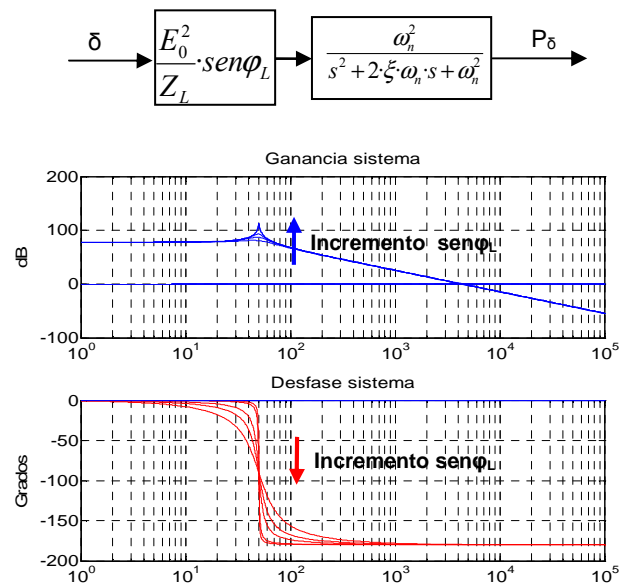


Figura 2.6. Diagrama de bloques y diagrama de Bode de la potencia activa transferida

En el diagrama se aprecia claramente que conforme aumenta la constante de tiempo de la línea, la ganancia a la frecuencia de oscilación aumenta y el flujo de potencia será más oscilante.

Por otra parte, los cambios de fase también provocan un flujo de potencia reactiva (2.3). La potencia reactiva instantánea se puede calcular como el producto de la corriente en la línea y la tensión, ambas instantáneas, siendo ésta última desplazada 90° [GUE04], [GUE05].

En primer lugar, se calcula la corriente en la línea a partir de la diferencia de las tensiones de las fuentes. En este caso, no se puede despreciar el término debido a la diferencia de amplitudes (2.7), ya que es éste el que define la potencia reactiva transferida en el régimen permanente:

$$i_L(t) = \frac{E_p \cdot \delta}{Z_L} \cdot (\cos(\omega t) - e^{-t/\tau}) + \frac{E_p}{Z_L} \cdot (\sin(\omega t)) \cdot (\cos \delta - 1) \quad (2.29)$$

La potencia reactiva transferida instantánea se obtiene a partir del producto de la corriente y la tensión de la fuente desfasada 90° :

$$q_s(t) = E_p \cdot \cos(\omega t + 90 + \delta) \cdot \left[\frac{E_p \cdot \delta}{Z_L} \cdot (\cos(\omega t) - e^{-t/\tau}) + \frac{E_p}{Z_L} \cdot (\sin(\omega t)) \cdot (\cos \delta - 1) \right] \quad (2.30)$$

En un sistema trifásico equilibrado, la variación de la potencia reactiva en la fuente emisora se calcula, siguiendo el mismo proceso realizado. En este caso, la función de transferencia que describe la respuesta transitoria tiene la siguiente expresión:

$$FT(s) = \omega_n \cdot \frac{(s + 1/\tau)}{(s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + \omega_n^2)} \quad (2.31)$$

El cero viene definido por la constante de tiempo de la línea, de forma que cuanto más inductiva sea ésta, más próximo se encuentra al eje de ordenadas y mayor es su influencia en la dinámica, provocando mayores sobreoscilaciones de la potencia reactiva, figura 2.7:

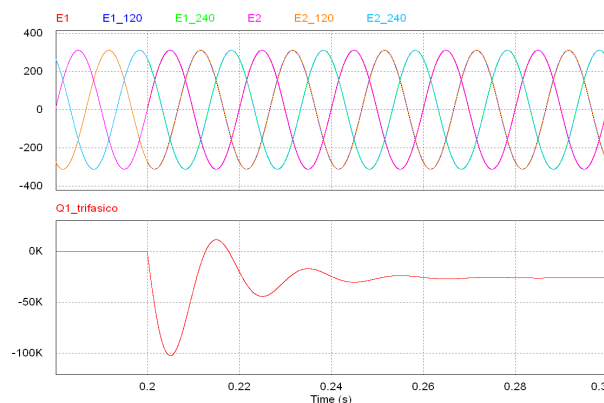


Figura 2.7. Transitorio de la potencia reactiva de la fuente emisora ante la variación de la fase

Por tanto, se puede definir la potencia reactiva transferida ante variaciones en la fase, mediante un diagrama de bloques como el mostrado en la figura 2.8, donde se representa también el diagrama de Bode:

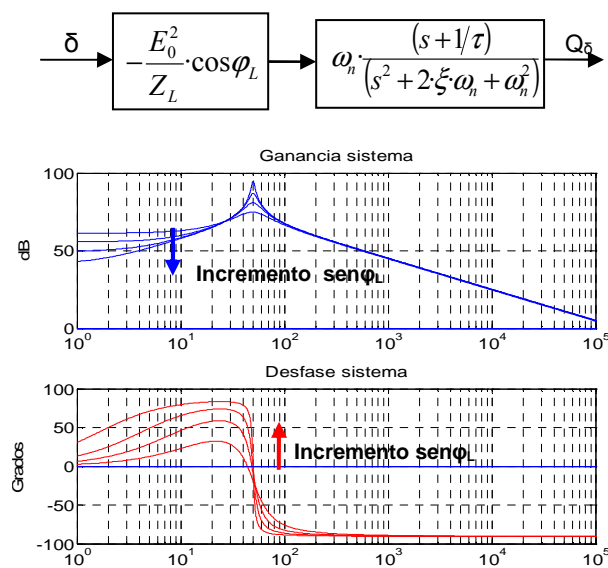


Figura 2.8. Diagrama de bloques y diagrama de Bode de la potencia reactiva transferida

Conforme la línea es más inductiva, la ganancia decrece en el régimen permanente, aunque el pico en la oscilación es más pronunciado. Por otra parte, la frecuencia de resonancia es la misma que en el caso de la potencia activa, es decir los 50Hz de la frecuencia fundamental y las ganancias son menores que en la potencia activa, ya que la sensibilidad de la potencia reactiva con la fase es mucho menor.

En resumen, cuando se conectan dos fuentes en paralelo y se produce un cambio en la fase de una de ellas, el sistema evoluciona hacia un nuevo nivel de potencia transferida con una dinámica que depende del tipo de línea. Con líneas predominantemente inductivas, es decir, con constantes de tiempo relativamente grandes, las oscilaciones en las potencias pueden ser importantes y deberán ser tenidas en cuenta a la hora de controlar la dinámica mediante un regulador.

2.2.2.2 VARIACIONES DE LA AMPLITUD

En el caso de que la variación se produzca en la amplitud de la tensión en lugar de la fase, las potencias activa y reactiva transferidas entre las fuentes intercambian su dinámica con respecto al caso de variaciones de la fase. Es decir, en el régimen permanente las variaciones de la amplitud se reflejan principalmente en un cambio de potencia reactiva, mientras la potencia activa apenas varía y en el régimen transitorio, la potencia reactiva tiene unas oscilaciones que se pueden describir mediante un filtro de segundo orden sin cero y la potencia activa manifiesta fuertes oscilaciones que se pueden describir incorporando un cero. En la figura 2.9 se muestra el diagrama de bloques que define la dinámica del sistema y la evolución de las potencias activa y reactiva ante una variación de la amplitud en la fuente 1.

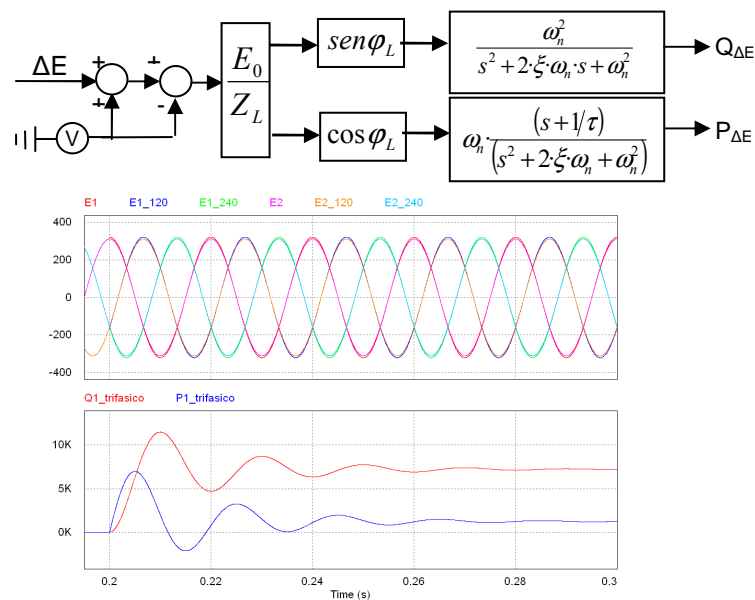


Figura 2.9. Diagrama de bloques y respuesta temporal de la potencia transferida ante variaciones de la amplitud

En la figura 2.10 se muestra el diagrama de bloques que agrupa todas las variantes en la transferencia de potencia para cualquier tipo de línea ante cambios de fase y/o amplitud.

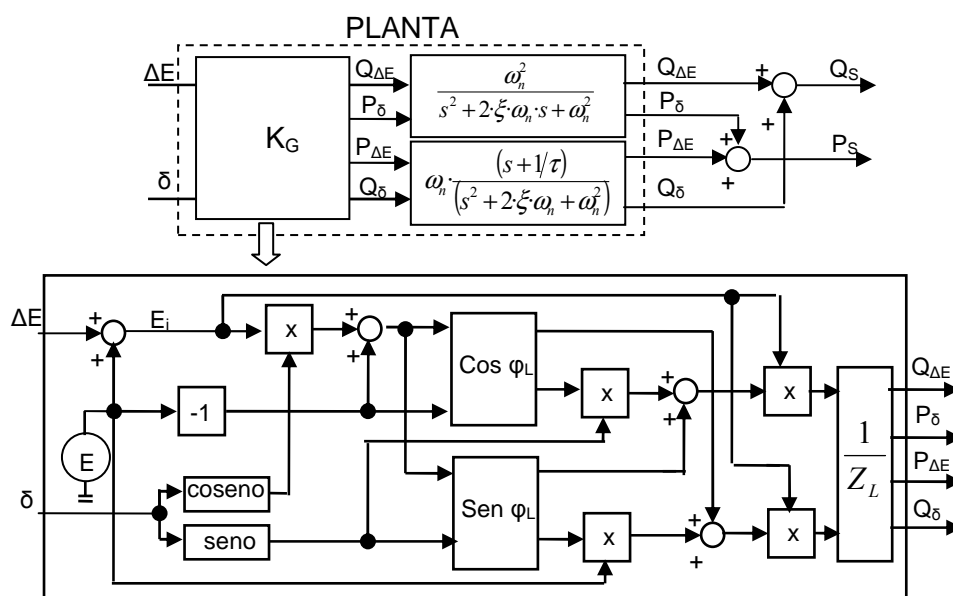


Figura 2.10. Diagrama de bloques general de la transferencia de potencia

2.3 DOS FUENTES EN PARALELO ALIMENTANDO UNA CARGA

El objetivo principal de la conexión de fuentes en paralelo es la alimentación de las cargas a partir de varios equipos. En este apartado se introduce el análisis de la alimentación de una carga conectada en algún punto de la línea que une dos fuentes de tensión (figura 2.11). El análisis se realiza a partir de una de las fases del sistema trifásico.

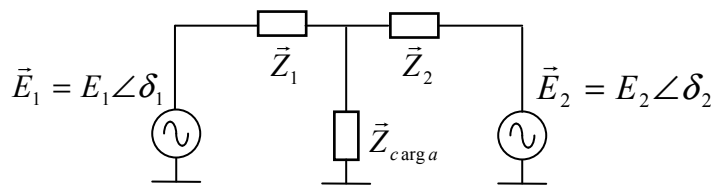


Figura 2.11. Alimentación de una carga con dos fuentes conectadas en paralelo. Modelo con impedancias en T

Al incorporar la carga, además del transvase de la potencia entre las fuentes, se añade el consumo de potencia de la carga, no siendo evidente la contribución de cada fuente. Las diferencias en las amplitudes o las fases de las fuentes provocan un transvase de potencia, pero además, en el caso de que las impedancias entre las fuentes y la carga sean diferentes, una de las fuentes podría entregar más potencia que la otra a la carga.

Para determinar el desequilibrio en la potencia demandada a las fuentes en función del punto de conexión de la carga, en esta tesis se define un método de modelado a partir de una transformación de impedancias T- Π . A cada fuente se le asocia parte de la carga en función de su impedancia de línea y ambas fuentes se conectan a través de una línea de impedancia \vec{Z}_{LC} . Las impedancias equivalentes se calculan a partir de las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}\vec{Z}_{1d} &= \vec{Z}_1 + \vec{Z}_{carga} + \frac{\vec{Z}_1 \cdot \vec{Z}_{carga}}{\vec{Z}_2} \\ \vec{Z}_{2d} &= \vec{Z}_2 + \vec{Z}_{carga} + \frac{\vec{Z}_2 \cdot \vec{Z}_{carga}}{\vec{Z}_1} \\ \vec{Z}_{LC} &= \vec{Z}_1 + \vec{Z}_2 + \frac{\vec{Z}_1 \cdot \vec{Z}_2}{\vec{Z}_{carga}}\end{aligned}\quad (2.32)$$

El modelo anterior se transforma en otro equivalente según se muestra en la figura 2.12:

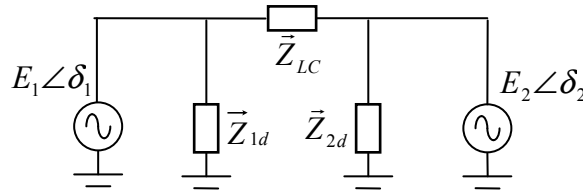


Figura 2.12. Alimentación de una carga con dos fuentes conectadas en paralelo. Modelo con impedancias en Π

Este modelo consiste en dos fuentes alimentando unas cargas \vec{Z}_{id} que pueden ser diferentes y dos fuentes conectadas en paralelo a través de \vec{Z}_{LC} , que se transvasan potencia según se ha estudiado en el apartado 2.2 (figura 2.13):

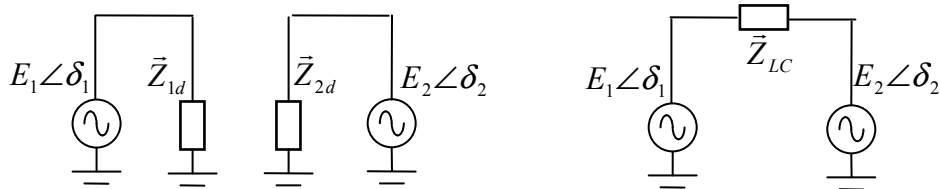


Figura 2.13. Separación del modelo con impedancias en Π en modelos básicos

Las impedancias \vec{Z}_{id} reflejan la parte del consumo de potencia en la carga alimentado por cada una de las fuentes. La impedancia \vec{Z}_{LC} es aproximadamente la suma de las impedancias de las líneas, ya que éstas son muy inferiores a la impedancia de la carga y generalmente el último término se puede despreciar. Por ejemplo, suponiendo líneas de conexión con caídas máximas de tensión del 5%, el módulo de este último término sería:

$$\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_{carga}} = \frac{5\% \cdot Z_{carga} \cdot 5\% \cdot Z_{carga}}{Z_{carga}} = 0.25\% \cdot Z_{carga}$$

Es decir supone simplemente un 2,5% de la suma de impedancias $Z_1 + Z_2$.

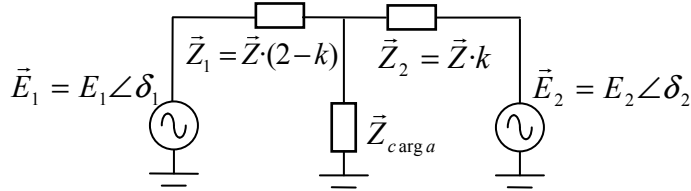
A partir de este modelo, se puede calcular la potencia en cada fuente como la entregada a la impedancia \vec{Z}_{id} asociada a cada una de ellas y la transferida a través de la impedancia de la línea \vec{Z}_{LC} , analizada en el apartado (2.2):

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{1d} + P_{s1} = \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \cos(\varphi_{Z1d}) + \frac{E_1}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \cdot \cos \varphi_{LC} + E_2 \cdot \sin \varphi_{LC} \cdot \sin \delta] \\ P_2 &= P_{2d} - P_{s2} = \frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \cos(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_2}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \cdot \cos \varphi_{LC} + E_1 \cdot \sin \varphi_{LC} \cdot \sin \delta] \\ Q_1 &= Q_{1d} + Q_{s1} = \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \sin(\varphi_{Z1d}) + \frac{E_1}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \cdot \sin \varphi_{LC} - E_2 \cdot \cos \varphi_{LC} \cdot \sin \delta] \\ Q_2 &= Q_{2d} - Q_{s2} = \frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \sin(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_2}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \cdot \sin \varphi_{LC} - E_1 \cdot \cos \varphi_{LC} \cdot \sin \delta] \end{aligned} \quad (2.33)$$

Sólo si la carga estuviese perfectamente centrada en la línea que conecta ambas fuentes las impedancias \vec{Z}_{id} coincidirían. En tal caso, dos fuentes que tuviesen la misma tensión (amplitud y fase) entregarían la misma potencia activa y reactiva a la carga.

2.3.1 CONDICIONES DE EQUILIBRIO DE POTENCIA EN RÉGIMEN PERMANENTE

Un desplazamiento de la carga respecto al punto central de la línea se puede definir mediante un factor k , tal que $Z_1 = Z \cdot (2-k)$ y $Z_2 = Z \cdot k$, con $0 < k < 2$ siendo Z el módulo de la mitad de la impedancia de la línea y $k=0$ y $k=2$ el máximo desequilibrio que se produce cuando la carga está conectada en los extremos del bus AC, y $k=1$ cuando la carga esta centrada, figura 2.14:

Figura 2.14. Desplazamiento de la carga en el modelo con impedancias en Π

En el caso de que ambas fuentes fuesen iguales, el desequilibrio de la potencia proporcionada por cada fuente en el régimen permanente depende de la diferencia de impedancias y se pueden expresar en función del parámetro k y de la potencia que se entrega a la carga a partir de (2.32) y (2.33), quedando:

$$\begin{aligned} S_{1d} &= \frac{S_{carga}}{2} \cdot k & S_{2d} &= \frac{S_{carga}}{2} \cdot (2-k) \\ P_{1d} &= \frac{P_{carga}}{2} \cdot k & P_{2d} &= \frac{P_{carga}}{2} \cdot (2-k) \\ Q_{1d} &= \frac{Q_{carga}}{2} \cdot k & Q_{2d} &= \frac{Q_{carga}}{2} \cdot (2-k) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Para conseguir el equilibrio en las potencias sería necesario ajustar la fase y/o la amplitud de forma que se cumplan las siguientes igualdades:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_2 \\ \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \cos(\varphi_{Z1d}) + \frac{E_1}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 - E_2) \cos \varphi_{LC} + E_2 \cdot \sin \varphi_{LC} \cdot \delta] &= \\ = \frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \cos(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_2}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 - E_2) \cos \varphi_{LC} + E_1 \cdot \sin \varphi_{LC} \cdot \delta] & \quad (2.35) \\ Q_1 &= Q_2 \\ \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \sin(\varphi_{Z1d}) + \frac{E_1}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 - E_2) \sin \varphi_{LC} - E_2 \cdot \cos \varphi_{LC} \cdot \delta] &= \\ = \frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \sin(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_2}{Z_{LC}} \cdot [(E_1 - E_2) \sin \varphi_{LC} - E_1 \cdot \cos \varphi_{LC} \cdot \delta] & \end{aligned}$$

En el caso de líneas predominantemente inductivas $Z_{LC} \approx X_{LC}$, dos fuentes que tuviesen la misma amplitud $E_1 = E_2 = E_0$, igualarían sus potencias activas con un desfase determinado. A partir de (2.34) y (2.35) se obtiene dicho desfase que depende de la potencia demandada, del desplazamiento de la carga y de la impedancia de la línea:

$$\delta \approx \frac{(1-k)}{2} \cdot \cos(\varphi_{Zc \arg a}) \cdot \frac{X_{LC}}{Z_{c \arg a}} \quad (2.36)$$

En la figura 2.15 se muestra el desfase necesario para igualar las potencias activas de las fuentes para una potencia de 250KW demandada por la carga, asumiendo que la impedancia de la línea es de un 5% respecto de la carga y para diferentes desplazamientos de carga, representados por diferentes valores del parámetro k que varía entre 0.2 y 1:

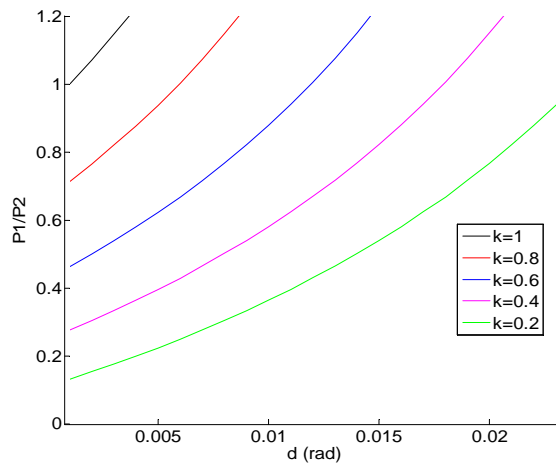


Figura 2.15. Desfase (en rad.) para equilibrar las potencias en función de k

Se observa la gran sensibilidad del sistema ante variaciones de la fase, siendo necesario un pequeño desfase en las tensiones de las fuentes para equilibrar sus potencias.

Del mismo modo se obtiene la relación de amplitudes de las fuentes para igualar las potencias reactivas en función del desplazamiento k, de la impedancia de línea y del tipo de carga:

$$\frac{E_1}{E_2} \approx \sqrt{\frac{X_{LC} \cdot \frac{\sin(\varphi_{Zc \arg a})}{Z_{c \arg a}} \cdot \frac{2-k}{2} + 1}{X_{LC} \cdot \frac{\sin(\varphi_{Zc \arg a})}{Z_{c \arg a}} \cdot \frac{k}{2} + 1}} \quad (2.37)$$

En la figura 2.16 se muestra la relación de tensiones requerida para ajustar las potencias reactivas ante distintos desplazamientos de carga a lo largo de la línea, representados por k=[0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1]. En el ejemplo, se considera que la potencia reactiva demandada por la carga es de 180KVAR, siendo la misma línea que en el caso de la potencia activa.

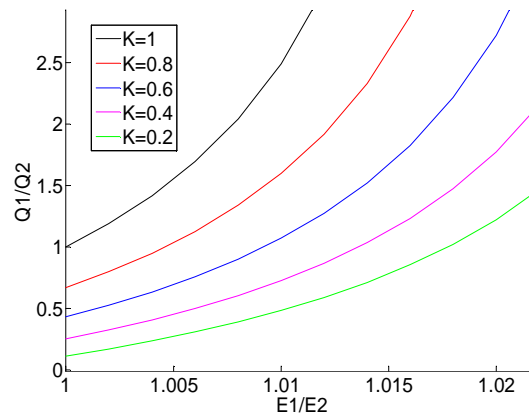


Figura 2.16. Relación de amplitudes para equilibrar las potencias en función de k

La relación de tensiones de las fuentes se encuentra siempre muy próxima a la unidad, por lo que sólo se requieren pequeñas diferencias en la amplitud para ajustar la potencia reactiva.

Tanto para la potencia activa como la potencia reactiva, cuanto mayor es la potencia consumida por las cargas, mayor es el desfase o la relación de tensiones requeridas para equilibrar dichas potencias.

En el caso de líneas predominantemente inductivas, el ajuste de la potencia activa apenas afecta a la potencia reactiva. Sin embargo, el hecho de variar la amplitud de la tensión hace que las potencias activas se vean afectadas. Como la potencia viene definida por el cuadrado de la tensión, reducir la amplitud supone la pérdida de potencia. A modo de ejemplo, un 5% de pérdida de tensión supone un 12.5% de pérdida de potencia. La variación de la potencia que experimentaría cada fuente al variar la amplitud sería diferente y, por tanto, se requeriría de un nuevo ajuste de la fase para volver a igualar las potencias activas.

En el caso opuesto, con líneas predominantemente resistivas, según se ha indicado en el apartado 2.2, el transvase de potencia reactiva depende de la diferencia de fases entre las fuentes y el de la potencia activa de la diferencia de amplitudes. Por lo que el ajuste de potencia reactiva en este caso apenas afecta a la potencia activa y, del mismo modo, pequeñas variaciones en la amplitud ajustan las potencias activas de las fuentes, que afectarían al consumo de potencia reactiva. En general las líneas contienen componentes inductivos y resistivos y existe un acoplamiento entre la potencia activa y reactiva. Es decir, tanto el ajuste de la fase como el de la amplitud afectan a las potencias activas y reactivas de cada fuente. Esta influencia está considerada dentro del bloque K_G de la figura 2.10.

Por ejemplo, en el caso en el que ambas fuentes tienen la misma amplitud $E_1=E_2=E_0$, la fase que equilibraría la potencia activa de las fuentes vendría definido por la siguiente expresión:

$$\delta \approx \frac{(1-k)}{2} \cdot \frac{\cos(\varphi_{Z_c \arg a})}{\sin(\varphi_{LC})} \cdot \frac{Z_{LC}}{Z_{c \arg a}} \quad (2.38)$$

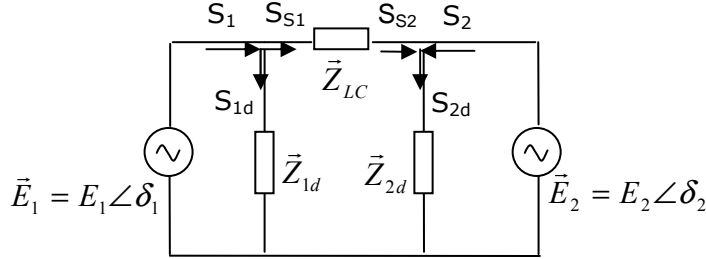
El ajuste de la fase desequilibra en mayor medida las diferencias existentes en la potencia reactiva, ya que para $k \in (0,1)$ $S_{1C} < S_{2C}$ y el valor de δ necesario para equilibrar las potencias activas es positivo ($\delta > 0$). Introduciendo el valor de δ en la relación de potencias reactivas (2.39) se observa que el efecto producido por δ reduce aún más el valor de Q_1 , por lo que las diferencias entre Q_1 y Q_2 aumentarían, contribuyendo a un mayor desequilibrio de las potencias reactivas de las fuentes.

$$\begin{aligned} \frac{Q_1}{Q_2} &= \frac{Q_{1d} + Q_{S1}}{Q_{2d} - Q_{S2}} \approx \\ &\approx \frac{Q_{1d} + \frac{E_1 \cdot (E_1 - E_2)}{Z_{LC}} \cdot \sin \varphi_{LC} - \frac{E_1 \cdot E_2}{Z_{LC}} \cdot \cos \varphi_{LC} \cdot \delta}{Q_{2d} + \frac{E_1 \cdot (E_1 - E_2)}{Z_{LC}} \cdot \sin \varphi_{LC} + \frac{E_1 \cdot E_2}{Z_{LC}} \cdot \cos \varphi_{LC} \cdot \delta} \end{aligned} \quad (2.39)$$

En cualquier caso, tal y como se ha indicado en el apartado 2.2, las líneas en la alimentación de los sistemas auxiliares se pueden considerar predominantemente inductivas, por lo que los estudios realizados a continuación se enfocan en este tipo de líneas.

2.3.2 RÉGIMEN TRANSITORIO

En este apartado se analiza la dinámica de la potencia suministrada por las fuentes en presencia de la carga. Para ello, en primer lugar se define el convenio de signos para las potencias aparentes de las fuentes, según la figura 2.17:

Figura 2.17. Potencias en el modelo con impedancias en Π

La potencia activa en cada fuente es:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{1d} + P_{S1} \\ P_2 &= P_{2d} - P_{S2} \end{aligned} \quad (2.40)$$

La potencia transferida en cada una de las fuentes se puede calcular desarrollando la ecuación (2.33), donde se expresa la tensión de cada una según se ha definido en (2.1) suponiendo que los desplazamientos de la fase son suficientemente pequeños como para que $\cos \delta \approx 1$:

$$\begin{aligned} P_{S1} &\approx \frac{E_1 \cdot E_2}{Z_{LC}} \cdot \sin \varphi_{LC} \cdot \delta + \frac{(E_0 + \Delta E_1) \cdot \Delta E}{Z_{LC}} \cdot \cos \varphi_{LC} \\ P_{S2} &\approx \frac{E_1 \cdot E_2}{Z_{LC}} \cdot \sin \varphi_{LC} \cdot \delta + \frac{(E_0 + \Delta E_2) \cdot \Delta E}{Z_{LC}} \cdot \cos \varphi_{LC} \end{aligned} \quad \text{con } \Delta E = \Delta E_1 - \Delta E_2 \quad (2.41)$$

La impedancia de la línea Z_{LC} es muy pequeña y la energía almacenada y disipada por ella se considera despreciable. Por tanto, la potencia transferida por una fuente es la potencia que recibe la otra. Considerando además que las diferencias de amplitud de las fuentes son $\Delta E_1 \ll E_0$ y $\Delta E_2 \ll E_0$, la potencia transferida queda:

$$P_{S1} \approx P_{S2} = P_S = \frac{E_1 \cdot E_2}{Z_{LC}} \cdot \sin \varphi_{LC} \cdot \delta + \frac{E_0 \cdot \Delta E}{Z_{LC}} \cdot \cos \varphi_{LC} \quad (2.42)$$

Esta potencia depende de la diferencia de fases δ y de amplitudes ΔE de las tensiones de las fuentes, aunque tiene una mayor dependencia de δ que de ΔE , ya que la ganancia del primer término es mucho mayor. En el caso de líneas predominantemente inductivas, como es el caso a estudio en esta tesis, la potencia transferida en el régimen permanente se puede aproximar por la debida a la diferencia de fases si bien, tal y como se ha indicado en el apartado 2.2.2.2, el término dependiente de la diferencia de amplitudes ejerce una influencia muy significativa en el régimen transitorio.

La potencia activa en cada fuente se puede representar mediante un diagrama de bloques (figura 2.18), donde se considera la dinámica de la línea para las potencias transferidas según el apartado 2.2.2. En cambio, como las cargas se consideran principalmente resistivas, sus variaciones son suficientemente rápidas como para despreciar su dinámica.

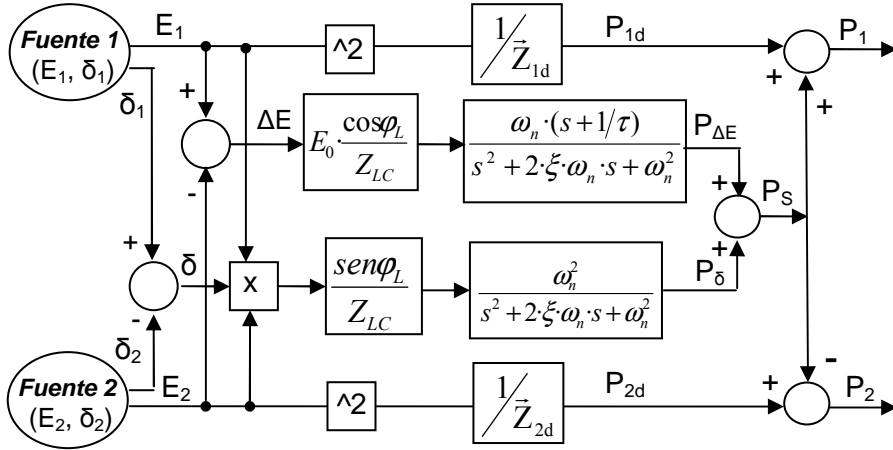


Figura 2.18. Diagrama de bloques para la potencia activa

El hecho de que la potencia activa transferida dependa en gran medida de la diferencia de fases entre las fuentes y que ésta no afecte a la potencia consumida por las cargas, confiere al sistema una variable de control independiente que permite ajustar la potencia activa de cada fuente sin afectar al consumo total del sistema.

La potencia reactiva se puede expresar como la contribución del consumo de la carga más la transferida por la línea:

$$\begin{aligned} Q_1 &= Q_{1d} + Q_{S1} \\ Q_2 &= Q_{2d} - Q_{S2} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Al igual que la potencia activa depende de la diferencia de amplitudes y de fases, siendo más significativa la contribución de la diferencia de amplitudes:

$$Q_S = Q_{S1} \approx Q_{S2} \approx \frac{E_0 \cdot \Delta E}{Z_{LC}} \cdot \sin \varphi_{LC} + \frac{E_1 \cdot E_2}{Z_{LC}} \cdot \cos \varphi_{LC} \cdot \delta \quad (2.44)$$

El diagrama de bloques que permite calcular la potencia reactiva de las fuentes se muestra en la figura 2.19:

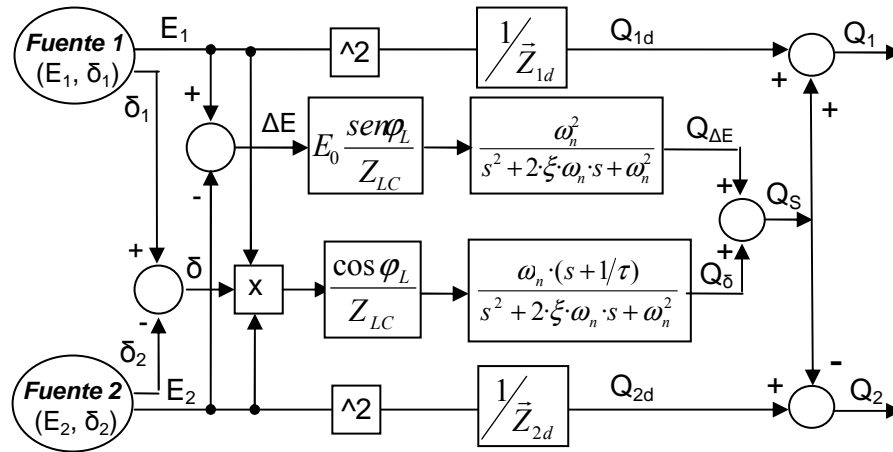


Figura 2.19. Diagrama de bloques para la potencia reactiva

2.3.3 ALIMENTACIÓN DE CARGAS NO LINEALES

Hasta ahora se han considerado cargas lineales conectadas en algún punto de la línea que une ambas fuentes. Cuando éstas tienen la misma amplitud y fase, el reparto de la potencia demandada depende de la impedancia que cada una de ellas vea, manifestándose en una diferencia en la corriente. En el caso de las cargas no lineales, las diferencias se producen no sólo en la componente fundamental sino que también en el resto de componentes armónicas.

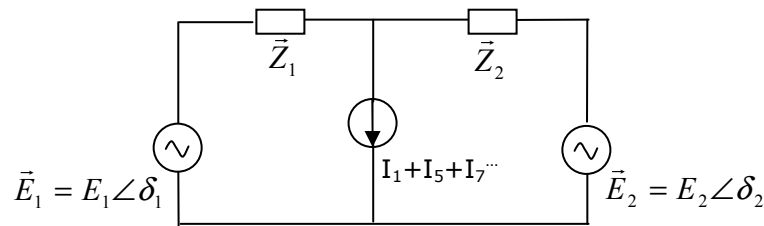


Figura 2.20. Modelo para las cargas no lineales

La impedancia entre las fuentes y la carga es predominantemente inductiva y, por tanto, aumenta proporcionalmente con la frecuencia. Como consecuencia, el reparto de las componentes armónicas de la corriente es el mismo que con la componente fundamental, dependiente de la distancia entre la carga y las propias fuentes. De esta forma, además de la diferencia en la componente fundamental, también existe y en la misma proporción, una diferencia en el resto armónicas. El THD de la corriente en cada una de las fuentes será el mismo.

Si se modifica la amplitud o la fase de la tensión con objeto de igualar las potencias activa y reactiva suministrada, no se ejercerá ninguna influencia sobre las componentes armónicas. Por tanto, el THD de la corriente de las fuentes se ve afectado. El THD de corriente de la fuente de menor potencia se reduce al aumentar su componente fundamental y el del otro aumenta en la misma proporción. Es decir, el ajuste de la potencia emitida por las fuentes empeora el comportamiento del sistema respecto a la distorsión armónica.

2.4 CONTROL DE LA POTENCIA MEDIANTE REGULACIÓN

La conexión de fuentes de tensión en paralelo en ausencia de cualquier tipo de control no es viable ya que las diferencias instantáneas de tensión podrían provocar flujos de potencia sumamente elevados. Por ello, se requiere sincronizar las tensiones de ambas fuentes. Sin embargo, según se ha analizado en el apartado 2.3, el hecho de que las fuentes estén totalmente sincronizadas no asegura el funcionamiento equilibrado de las mismas. Para conseguir ese equilibrio, se precisa controlar la potencia que ambas manejan y actuar sobre sus variables de amplitud y fase, con el fin de transferir potencia de una fuente a otra y equilibrar sus potencias.

El control de la potencia supone en primer lugar medir la potencia en cada fuente para, posteriormente, actuar convenientemente. Ambas actuaciones: medida y regulación, afectan a la dinámica seguida en la transferencia de la potencia. A la hora de analizar el régimen transitorio de las potencias de las fuentes, no sólo se debe considerar la dinámica de la línea de conexión sino también los polos y ceros que se introducen al incorporar reguladores y filtros de medida. En la figura 2.21 se muestra el lazo de control general de la potencia activa y reactiva para dos fuentes conectadas en paralelo. Las potencias activa y reactiva están acopladas (bloque K_G de la figura 2.10) y la variación de la fase o la amplitud afecta a ambas potencias.

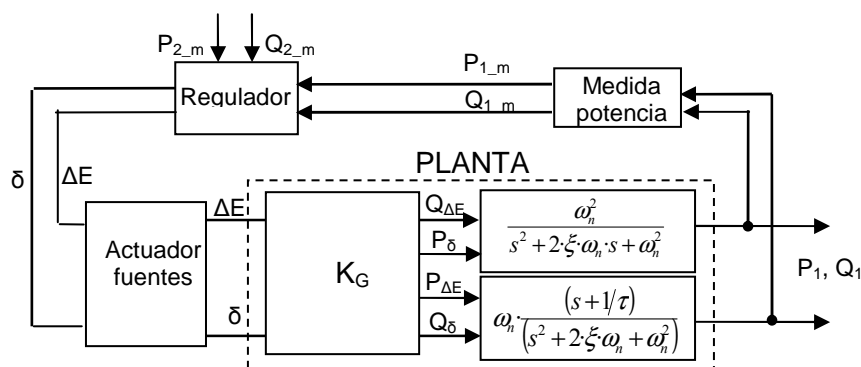


Figura 2.21. Lazo de control general de la potencia activa y reactiva

Cuando las líneas son predominantemente inductivas o reactivas, el acoplamiento entre los lazos de control es muy débil y éstos pueden simplificarse en dos lazos independientes. En la figura 2.22 se muestran ambos lazos de control para el caso de líneas predominantemente inductivas que son el objeto a estudio en esta tesis.

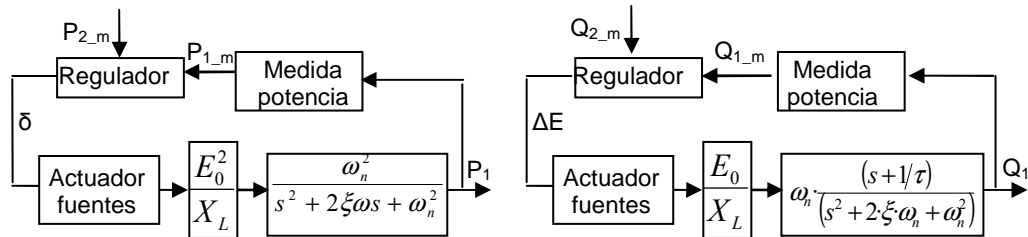


Figura 2.22. Lazos de control para la potencia activa y reactiva en el caso de líneas predominantemente inductivas

2.4.1 OBTENCIÓN DE LAS FUENTES REGULABLES

La alimentación de los sistemas auxiliares analizados en esta tesis se realiza a partir de un bus trifásico AC. Este bus en alterna se genera por medio de convertidores que toman la energía de un bus de continua, ya sea la propia catenaria o un bus interno y, mediante la conmutación PWM, realizan la regulación de la tensión de salida.

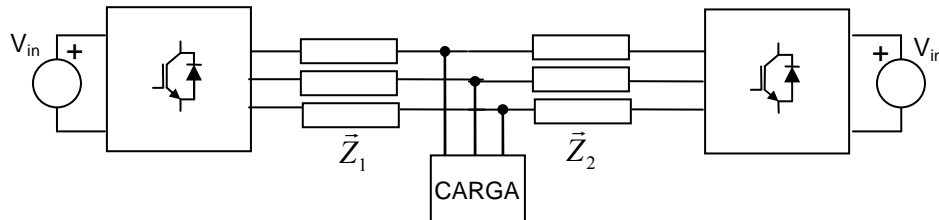


Figura 2.23. Esquema de alimentación de las cargas auxiliares mediante convertidores conmutados

En la conmutación PWM se compara una onda portadora, que determina la frecuencia de conmutación, con otra onda moduladora que controla la frecuencia, fase y amplitud de la tensión de salida. La comparación de ambas define la conmutación de los interruptores que generan escalones de tensión a la salida del convertidor, cuyo valor medio, o fundamental, se aproxima a la tensión instantánea deseada. El ajuste de la amplitud y la fase de la moduladora permiten equilibrar la potencia activa y reactiva suministrada por cada equipo, según se ha analizado en los apartados anteriores. Además, este modo de funcionamiento otorga a los convertidores la capacidad de absorber las posibles variaciones de la tensión en los buses de entrada, de forma que las cargas no se vean afectadas. Sin embargo, inherente a su modo de funcionamiento está la generación de

perturbaciones, tanto en modo diferencial como en modo común, que deben ser consideradas.

La fuente conmutada DC/AC más sencilla es el puente inversor, figura 2.24, que consiste en tres ramas con una pareja de interruptores en cada una de ellas, que se conectan a un bus DC y conmutan ofreciendo dos niveles de tensión cuyo, valor medio en cada periodo de conmutación es el deseado.

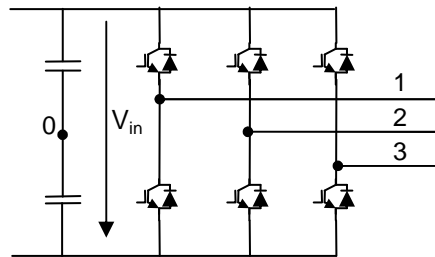


Figura 2.24. Puente inversor trifásico

Esta tesis no tiene como objeto analizar la modulación en sí, sino los efectos del control PWM en la conexión de los equipos en paralelo, tanto en el modo diferencial como en el modo común. Aunque existen distintas formas de modular el inversor para obtener la tensión de salida, a continuación se va a describir los efectos de una conmutación clásica donde se utilizan todos los estados posibles de conmutación.

La tensión que ofrecen los inversores al sistema se puede descomponer en modo común y modo diferencial, figura 2.25:

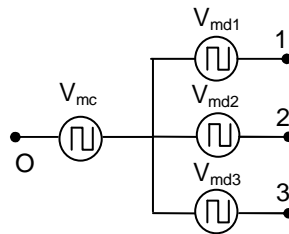


Figura 2.25. Descomposición de la tensión de los inversores en modo común y modo diferencial

La tensión en modo común es la tensión promedio entre las salidas y la referencia común tomada en el punto medio de la tensión del bus de continua:

$$V_{mc} = \frac{V_{1o} + V_{2o} + V_{3o}}{3}$$

Mientras, la tensión en modo diferencial se define a partir de la tensión de modo común:

$$\left. \begin{aligned} V_{md1} &= V_{1o} - V_{mc} \\ V_{md2} &= V_{2o} - V_{mc} \\ V_{md3} &= V_{3o} - V_{mc} \end{aligned} \right\} \text{siendo } V_{md1} + V_{md2} + V_{md3} = 0 \text{ en un sistema equilibrado.}$$

Para representar la tensión que ofrece el inversor en cada una de sus conmutaciones se puede utilizar la notación vectorial, donde una tensión sinusoidal se puede visualizar como un vector de una cierta amplitud que gira a velocidad constante, ω_r . Las conmutaciones de los inversores se representan como 8 estados fijos que, mediante su combinación, consigue reproducir el vector deseado. En función de la tensión ofrecida por cada rama se determina la tensión en modo diferencial y modo común del inversor, figura 2.26:

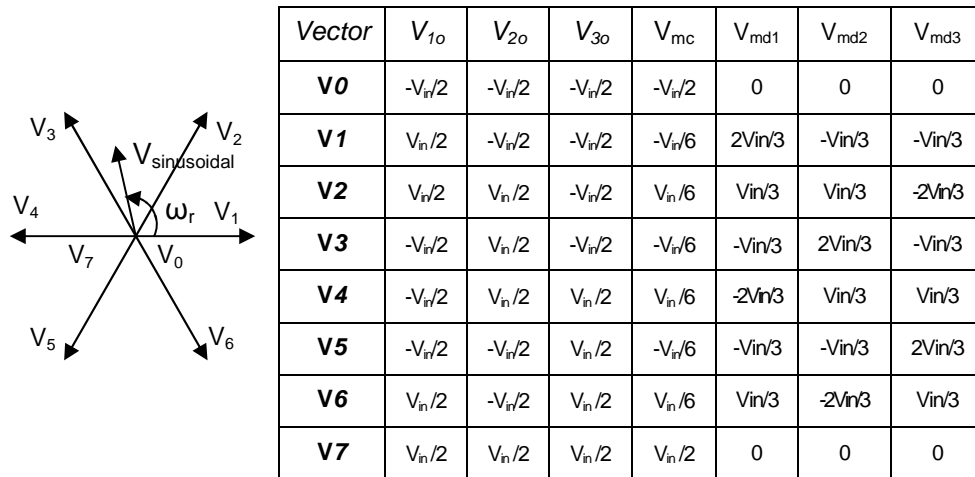


Figura 2.26. Tensión en modo común y modo diferencial en función de los estados de conmutación

2.4.1.1 ANÁLISIS DEL MODO DIFERENCIAL

En el análisis del modo diferencial se analiza el contenido armónico de la tensión de salida, que depende de la frecuencia de conmutación, de la tensión del bus de entrada y de los elementos amortiguadores utilizados.

La aparición de familias de armónicos en la tensión de la línea AC puede suponer una distorsión muy elevada para las cargas que alimenta y aunque son amortiguados por el carácter inductivo de la propia línea de conexión, en algunos casos se añaden otras inductancias y condensadores con el fin de obtener un filtro LC que reduzca el contenido de armónicos en la tensión que llega a las cargas.

Para estimar el nivel de armónicos y las necesidades de filtrado se requiere conocer cómo afecta tanto la frecuencia de conmutación como la tensión a la entrada de los convertidores. En la figura 2.27 se muestran las tensiones, ya filtradas de la línea AC y sus componentes armónicas en el dominio de la frecuencia para el caso de una frecuencia de conmutación de 800Hz:

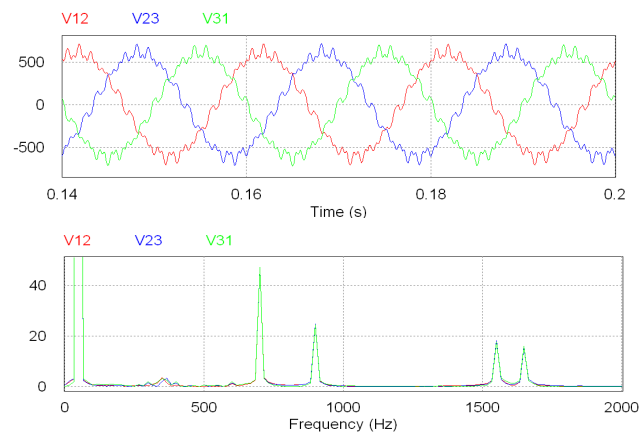


Figura 2.27. Armónicos de conmutación de las tensiones de la línea en modo diferencial

Cuanto mayor es la frecuencia de conmutación, estos armónicos se desplazan a frecuencias mayores y son más fácilmente filtrados por las propias inductancias del sistema o incorporando filtros cuyos componentes pueden ver reducido su tamaño debido a que la frecuencia de corte del filtro puede ser mayor.

Respecto a la tensión de entrada de los inversores, ésta puede sufrir fuertes variaciones tanto en los inversores alimentados desde la catenaria como los alimentados desde el bus interno. La distorsión armónica de la tensión de cada fase depende del índice de modulación siendo mayor cuanto menor es éste, ya que su forma de onda se asemeja más a una onda cuadrada, es decir con tensiones a la entrada elevadas. Sin embargo, en la tensión de línea desaparecen todos los armónicos múltiplos de la frecuencia de conmutación, quedando sólo las familias de armónicos en el entorno de los múltiplos de la frecuencia de conmutación. El módulo de estos últimos armónicos aumenta conforme se incrementa el índice de modulación, es decir, cuando la tensión a la entrada del inversor es mínima.

El filtro a la salida del convertidor debe ser diseñado para las peores condiciones de trabajo en cuanto a armónicos se refiere, para conseguir una distorsión armónica inferior a la máxima permitida en la normativa. Esta condición se produce con la tensión en el bus de entrada y frecuencia de conmutación mínima.

2.4.1.2 ANÁLISIS DEL MODO COMÚN

Tal y como se ha indicado en la tabla de la figura 2.26, la tensión en modo común varía 6 veces por cada periodo de conmutación entre los valores $[-V_{in}/2, -V_{in}/6, V_{in}/6, V_{in}/2]$, siendo V_{in} la tensión del bus de entrada, figura 2.28:

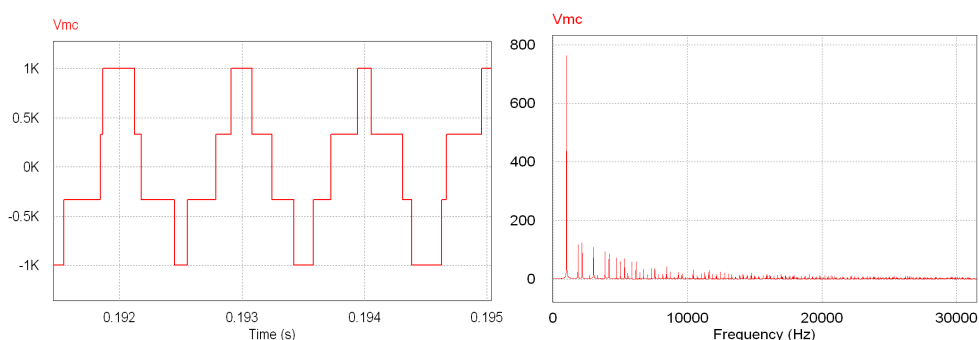


Figura 2.28. Tensión en modo común

En el análisis del modo común se analiza la fuga de corriente a tierra a través de las impedancias parásitas de los elementos del sistema. Se requiere de un análisis en todo el espectro de frecuencias, siendo necesario conocer la tensión en el dominio de la frecuencia. Por ello, se obtiene la envolvente del espectro de la tensión en modo común. El punto de trabajo más desfavorable, donde son mayores las variaciones de la tensión de modo común, se produciría cuando el inversor conmutase entre los vectores nulos $[1,1,1]$ y $[0,0,0]$, es decir, sin ofrecer tensión en modo diferencial [GUB05]. En este caso, la forma de la onda de la tensión en modo común es cuadrada y su envolvente, que será utilizada en los análisis realizados en los siguientes capítulos, se muestra en la figura 2.29:

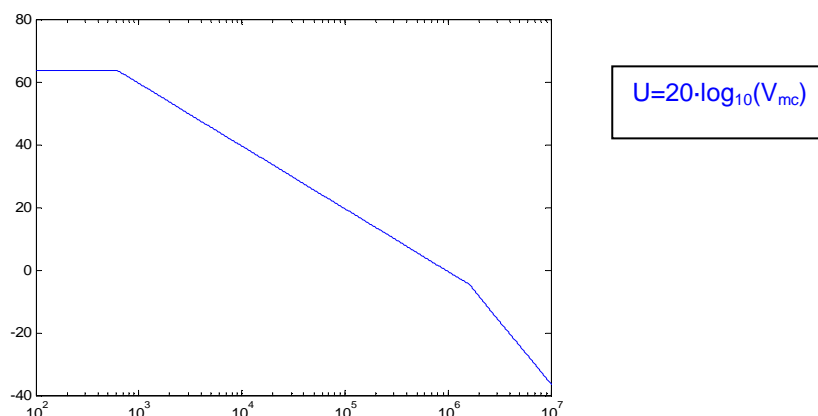


Figura 2.29. Envolvente del espectro de la tensión de modo común

La envolvente del espectro de frecuencias se puede dividir en 3 zonas:

- La primera es una zona donde la amplitud no varía con la frecuencia y cuyo valor corresponde a la tensión del bus de entrada en decibelios (dB).
- La segunda zona se sitúa entre las frecuencias $f_1=1/(\pi \cdot T_c/2)$, siendo T_c el periodo de conmutación y $f_2=1/(\pi \cdot t_r)$, siendo t_r el tiempo de conmutación de los IGBTs empleados en el inversor trifásico. En esta zona la amplitud decrece con una pendiente de -20dB/década.
- La tercera zona se sitúa a partir de la frecuencia f_2 . En esta zona la amplitud decrece con una pendiente de -40dB/década, es decir, cuanto más rápido sea la conmutación de los IGBTs mayor es la frecuencia f_2 y menos se atenúa la tensión en modo común en altas frecuencias.

Una vez conocida la envolvente de la tensión en modo común del inversor se puede obtener la envolvente de cualquier variable del sistema multiplicando la envolvente de la tensión en modo común por la función de transferencia que ligue ambas variables.

2.4.2 MEDIDA DE LA POTENCIA

En un sistema trifásico equilibrado la potencia es constante en el régimen permanente. Por tanto, en el caso de fuentes ideales no sería necesaria la utilización de filtros. Sin embargo, el estudio previamente realizado con fuentes ideales se ha expuesto con el fin de conocer los fenómenos que ocurren en sistemas con fuentes alimentados en paralelo. En la práctica las fuentes se implementarán con convertidores conmutados que sí requieren de filtros de medida para eliminar el contenido armónico de alta frecuencia inherente a dichos convertidores. Por tanto, se incorpora en el análisis el efecto de dichos filtros, ya que no puede despreciarse su efecto en el estudio del régimen transitorio.

En el caso de la alimentación de los sistemas auxiliares embarcados en trenes, las potencias son relativamente elevadas y las frecuencias de conmutación suelen estar alrededor de 1KHz. Por tanto, los filtros utilizados en las medidas de las potencias podrían tener frecuencias de corte superiores a los 50Hz que oscila la potencia transferida durante el transitorio. De esta forma, la influencia del filtro en el control de la potencia sería poco relevante. Sin embargo, en el caso de que existan cargas monofásicas, aparecería la componente de 100Hz, por lo que se requieren filtros de menor frecuencia de corte o filtros de ventana que eviten en lo posible introducir esta oscilación en el control de la potencia de los convertidores.

Los filtros paso bajo no alteran las componentes cuya frecuencia sea inferior a la frecuencia de corte y atenúan las componentes de frecuencias superiores. Tanto los filtros de primer orden como los de segundo, provocan una pérdida de fase que reduce la

estabilidad en el lazo de control de la potencia. Aunque la atenuación de las componentes de alta frecuencia es mayor en el filtro de segundo orden, la pérdida de fase también lo es y confieren una menor estabilidad en el control de la potencia.

Estos filtros no eliminarían una posible componente a la frecuencia de 100Hz debido a las cargas monofásicas, sino que sólo la atenúan.

Sin embargo, los filtros de ventana promedian la medida de potencia durante un intervalo de tiempo y obtienen su valor medio. Como la oscilación debido a la potencia monofásica es conocida, ajustando el intervalo de medida de la ventana se puede eliminar completamente dicha componente. Para ello, se deben considerar intervalos múltiplos del periodo de la componente a eliminar (10ms). En la figura 2.30 se muestra el caso de un transitorio en la potencia y la medida obtenida a partir de un filtro de ventana de intervalo de medida 10ms y otro de intervalo de medida 20ms, comparándolo con la potencia media real del sistema sin la oscilación a 100Hz:

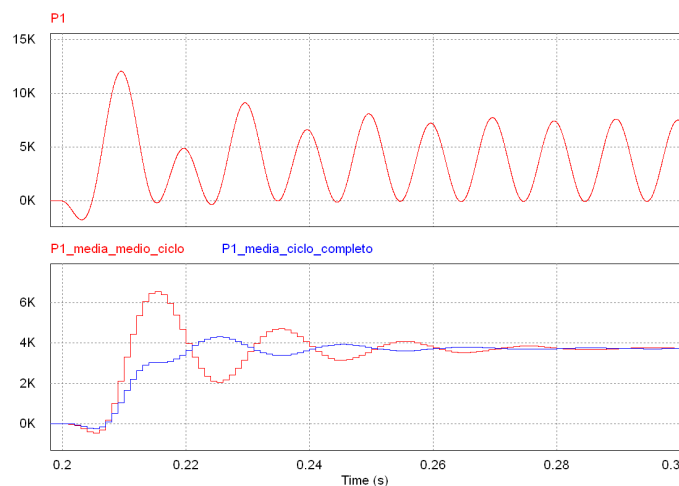


Fig. 2.30. Medida de potencia con filtro de ventana con periodo de medida de 10ms (rojo) y 20ms (azul)

En ambos casos se consigue eliminar la componente a 100Hz. En el caso de considerar el tiempo de medida mínimo (10ms), el filtro ventana ofrece una medida con un transitorio más oscilante que en el caso de tiempo de medida de 20ms. Esta oscilación corresponde a la potencia asociada a la componente homogénea de la corriente debido al desfase introducido por el filtro. Este mismo efecto, aunque más atenuado, ocurre siempre que el periodo del filtro ventana corresponda a un múltiplo impar del periodo de la oscilación. En cambio, si el periodo del filtro de ventana es un múltiplo par del periodo de la oscilación, la aportación de la potencia asociada a la componente homogénea en un semiperiodo se

compensa con la del siguiente semiperiodo, obteniéndose una medida de potencia menos oscilante durante el transitorio.

En [GON10] se modelan los filtros de ventana asemejándolos a un filtro paso bajo de primer orden, con objeto de tener un modelo lineal aproximado que pueda integrarse fácilmente en el estudio de la dinámica de un lazo de control. Su expresión viene definida por:

$$F(s) = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \quad \text{con} \quad \tau = \frac{N}{2} \cdot T_m \quad (2.49)$$

siendo T_m el periodo de muestreo y N el número de muestras.

Por ejemplo, si se considera un periodo de muestreo de 1ms y se toman 20 muestras (periodo del filtro de ventana de 20ms), se obtiene que $\zeta=0.01$ y el filtro quedaría:

$$F(s) = \frac{1}{0.01 \cdot s + 1} = \frac{100}{s + 100}$$

Por tanto, la función de transferencia de un filtro ventana se puede asemejar a la de un filtro paso bajo de primer orden con frecuencia angular de corte de $\omega_c=100\text{rad/s}$. En la figura 2.31 se compara la medida de la potencia obtenida con un filtro paso bajo y con un filtro de ventana de la misma frecuencia de corte:

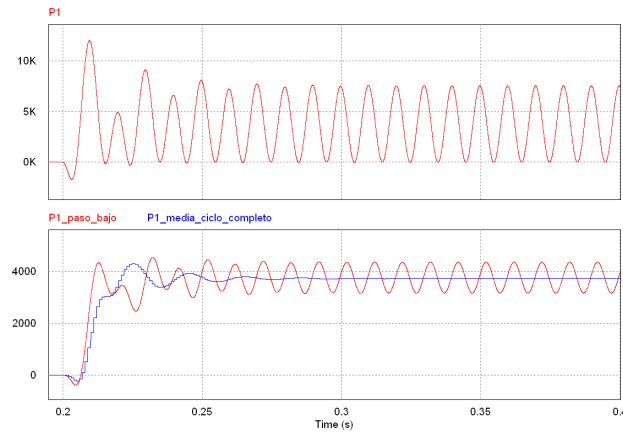


Fig 2.31. Medida de potencia con filtro paso bajo $\omega_c=100\text{rad/s}$ (rojo) y filtro ventana (azul)

Se observa que aunque ambos filtros muestran un transitorio similar, mientras el filtro de ventana elimina la componente a 100Hz el filtro paso bajo sólo consigue atenuar la oscilación hasta un 16% del valor de la potencia media. Para conseguir una mayor atenuación se requiere reducir la frecuencia de corte del filtro paso bajo, siendo su

respuesta más lenta. Por ejemplo, para obtener la potencia medida cuya oscilación en el régimen permanente se menor del 5% del valor medio, se requiere un filtro paso bajo con una frecuencia angular de corte de $\omega_c=30\text{rad/s}$ aproximadamente, figura 2.32:

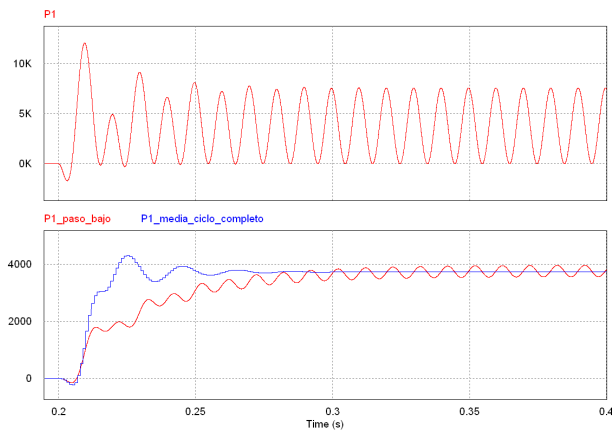


Fig 2.32. Medida de potencia con filtro paso bajo $\omega_c=30\text{rad/s}$ (rojo) y filtro ventana (azul)

2.4.3 REGULADOR

La función de los reguladores es la de controlar que los parámetros del sistema se muevan dentro de un rango de valores determinado. Sus parámetros se definen con el fin de llegar al punto de funcionamiento deseado con una dinámica determinada. Deben evitar o compensar las inestabilidades del sistema a controlar.

En la alimentación de sistemas auxiliares mediante dos convertidores en paralelo, debido a la alta sensibilidad al transvase de potencia entre los convertidores, la dinámica del regulador es generalmente lenta, modificando la fase y/o amplitud con dinámicas de frecuencias de unos pocos hercios. En los capítulos 3 y 4 se describen varias técnicas de control para distintas topologías para la alimentación de los sistemas auxiliares embarcados en los trenes.

CAPÍTULO 3

Convertidor multinivel con acoplamiento mediante transformador con dos primarios

3.1 INTRODUCCIÓN

Habitualmente, la alimentación de los sistemas auxiliares de los trenes se realiza mediante un bus trifásico en corriente alterna que recorre el tren. La fuente a partir de la cual se genera el bus puede ser la catenaria o los buses de los motores de tracción. Para la generación del bus AC en principio sólo es necesario la utilización de un puente inversor trifásico [QUE09], según se muestra en la configuración mostrada en la figura 3.1:

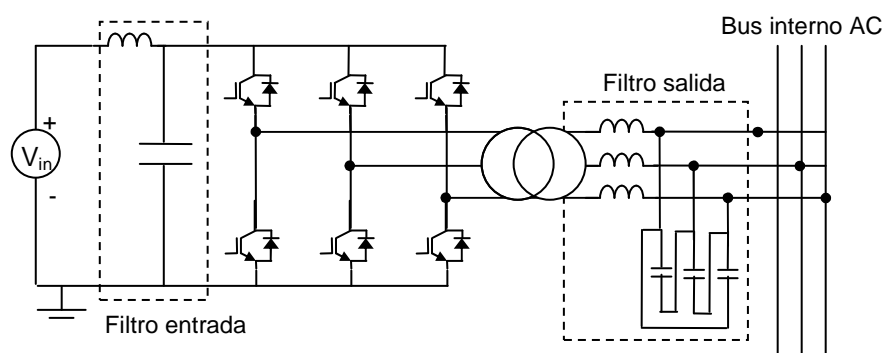


Figura 3.1. Alimentación del sistema auxiliar mediante un convertidor con inversor trifásico

En las últimas décadas, las cada vez más elevadas potencias demandadas en los trenes tanto para tracción como para los sistemas auxiliares, han supuesto el incremento de las tensiones de alimentación. En tal caso, la configuración de un inversor trifásico que soporte toda la tensión de entrada supone la utilización de interruptores de una tensión de corte muy elevada. En concreto según la norma EN 50163 las catenarias pueden alcanzar tensiones de hasta 3900V, por lo que se requeriría utilizar IGBTs con tensión colector-emisor de 6.5KV. La utilización de estos IGBTs para la alimentación de los sistemas auxiliares tiene varias desventajas:

- Los elevados tiempos de encendido y sobretodo de apagado, del orden de varios milisegundos, no permiten trabajar con frecuencias de conmutación superiores a los 400Hz.
- Trabajando a frecuencias bajas se requieren grandes filtros para conseguir una tensión de salida con calidad suficiente para alimentar a los equipos. Según la norma internacional EN 50533 que caracteriza la tensión de la línea trifásica del tren, la distorsión armónica total de la tensión de salida debe ser <8% con cargas lineales.
- Los altos niveles de tensión que tienen que soportar los interruptores y la elevada corriente que deben de manejar para alimentar la creciente potencia demandada, suponen grandes pérdidas de conducción y conmutación en los IGBTs. Estas pérdidas se manifiestan en forma de calor que debe ser disipado y que generalmente requiere la utilización de sistemas de refrigeración forzada. Esta refrigeración se realiza por medio de ventiladores, que es un elemento a evitar por el desgaste que sufren estos equipos y que va a provocar mayor número de paradas para su mantenimiento.

Todos estos inconvenientes pueden ser superados en el caso de alimentar los sistemas auxiliares a partir de convertidores multinivel. Estos convertidores pueden repartirse la potencia y utilizar interruptores de conmutación con mejores rendimientos y más rápidos. El calentamiento de estos equipos es menor y, en la mayoría de los casos, ya no requieren de refrigeración forzada, sino que la ventilación natural es suficiente. Prescindir de elementos mecánicos rotatorios como son los ventiladores es uno de los objetivos fundamentales para obtener una mejor valoración LCCA (Life cycle cost analysis) del equipo. Por otra parte, la frecuencia a la que pueden conmutar los IGBTs es mayor y el rizado en la tensión de salida se puede filtrar con filtros más pequeños, más baratos y con mejores rendimientos respecto al caso anteriormente indicado. Además, mediante una adecuada sincronización en la modulación, o incluso modificando la configuración de los convertidores se pueden obtener tensiones de salida de mejor calidad que la obtenida con un solo inversor.

Básicamente las configuraciones que pueden tomar los convertidores se pueden clasificar en dos tipos de estructuras:

- Estructuras con convertidores conectados en serie en el lado de la carga.
- Estructuras con convertidores conectados en serie en el lado del bus de entrada.

En el primer caso, los inversores se conectan al mismo bus de entrada en paralelo y cada uno de ellos suministra parte de la potencia demandada por la carga. Los convertidores modulan la tensión de forma independiente y complementaria de forma que cuando se conectan en serie, la tensión que se ofrece a la carga tiene una menor composición armónica. En la figura 3.2 se muestra un esquema monofásico de este tipo de estructura con un convertidor de dos niveles:

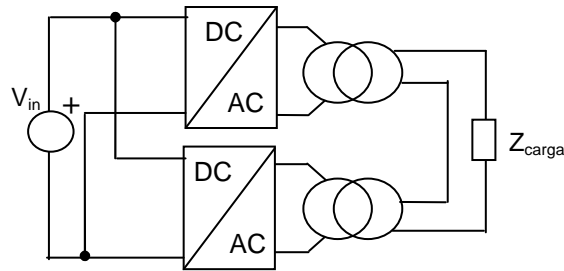


Figura 3.2. Convertidores conectados en serie en el lado de la carga

En el caso de sistemas trifásicos, utilizando transformadores con distinta configuración Δ -Y, Δ -Z se puede reducir todavía más el rizado de la tensión en la salida [YOU11].

En el segundo caso, la conexión en serie se realiza en el lado del bus de entrada. Al igual que en el caso anterior, cada inversor maneja parte de la potencia demandada pero ahora la tensión de entrada se reparte entre todos ellos. De esta forma, cada convertidor puede utilizar IGBTs con menor tensión de corte. La conexión en el lado de la carga se realiza en paralelo. En la figura 3.3 se muestra un esquema sencillo en monofásico de este tipo de estructura con un convertidor de dos niveles:

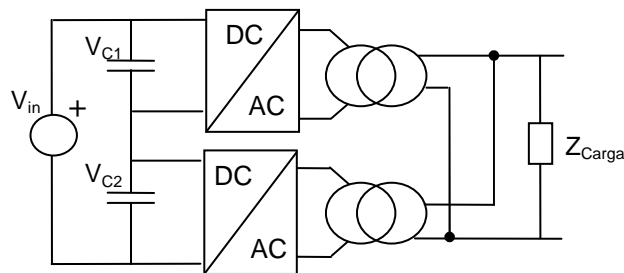


Figura 3.3. Convertidores conectados en serie en el lado del bus de entrada

En este caso, utilizando dos convertidores en serie en el bus de entrada, no sólo es suficiente en muchos casos como para que los equipos no requieran de refrigeración forzada, sino que los inversores utilizan IGBTs de menor tensión entre colector y emisor, siendo suficiente los interruptores comerciales de 3.3KV de tensión de corte. Además, estos interruptores tienen menores pérdidas de conmutación y pueden trabajar a frecuencias del orden del KHz. Esta mayor frecuencia de conmutación, junto con la técnica de control de desplazamiento de portadora, conocida como interleaving [CAS06], [CAI08], [ZHA11], [QI012], consigue reducir el rizado de la tensión de salida y, por tanto, el tamaño del filtro necesario. Además, agrupando los transformadores en uno sólo que comparta el mismo núcleo magnético, se consigue simplificar el conjunto, obteniendo un sistema más compacto.

Esta última estructura es habitualmente empleada en la alimentación de los sistemas auxiliares en trenes. En la figura 3.4 se muestra la configuración típica donde dos inversores trifásicos se conectan en paralelo compartiendo el núcleo magnético de un transformador con dos primarios y donde se obtiene el neutro de la red trifásica que alimenta las cargas auxiliares a partir del punto medio de la estrella del secundario del transformador.

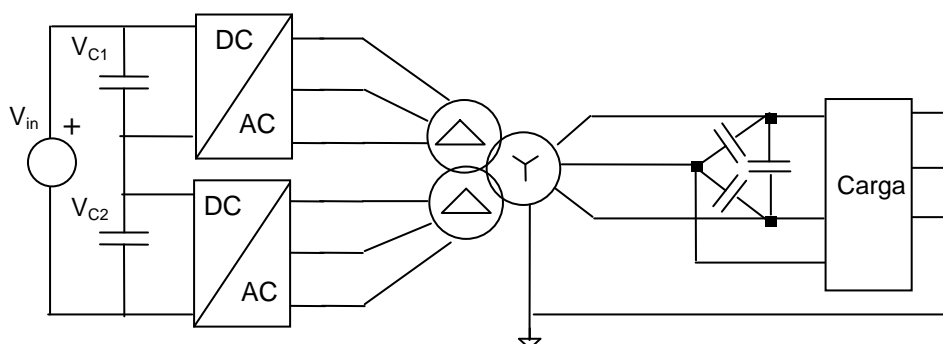


Figura 3.4. Estructura típica de alimentación de los sistemas auxiliares

Los dos inversores son iguales y el objetivo es que su funcionamiento sea lo más parecido posible, en cuanto al reparto de la tensión de entrada y la potencia suministrada. El convertidor proporciona aislamiento galvánico a través de un transformador Δ -Y con dos primarios que es diseñado de forma que su inductancia de fugas junto con el triángulo de capacidades forme un filtro LC, suficiente como para atenuar los armónicos de conmutación y garantizar que la tensión de salida no supera el nivel de armónicos requerido.

Este sistema trifásico, consiste al fin y al cabo en dos fuentes de tensión conectadas en paralelo y por tanto, puede presentar los problemas de transvase de potencia entre las mismas, tal y como se ha analizado en el capítulo anterior.

En este capítulo se analizan los flujos de potencia del convertidor ante posibles desequilibrios en la potencia manejada por cada inversor debido a diferencias en las impedancias que pudieran existir entre éstos y el punto de conexión de las cargas. En primer lugar el análisis se centra en el modo diferencial y se proponen modelos que definen el desequilibrio de potencias alcanzado tanto en el régimen transitorio como en el permanente. El hecho de que los dos convertidores estén situados en el mismo emplazamiento facilita el control de la potencia, ya que un mismo controlador puede gestionar la conmutación de los IGBTs de ambos inversores, a partir de las medidas de sus variables de tensión y corriente. En este sentido se analizan dos técnicas de control. La primera de ellas es utilizada tradicionalmente y consiste en controlar los inversores a partir de una misma moduladora ajustando el índice de modulación de cada inversor en función de las diferencias de potencia detectadas. Y otra técnica, propuesta en esa tesis, que consiste en utilizar dos moduladoras diferentes en función de las potencias medidas en cada inversor.

Por último, se realiza un análisis del modo común del convertidor teniendo en cuenta el desfase de portadoras utilizado para mejorar el rizado de la tensión de salida que, a su vez, origina una mayor circulación de corriente entre los inversores.

3.2 MODELO DINÁMICO DEL SISTEMA

En este apartado se va a caracterizar y definir el comportamiento del sistema trifásico mostrado en la figura 3.4. Por un lado se analiza el sistema desde el lado de los buses de entrada, donde se define el desequilibrio de la tensión de estos buses en función de la potencia que cada convertidor entrega a la carga. Por otro lado, se analiza el sistema desde el lado de alterna, donde los inversores se pueden considerar como dos fuentes trifásicas conectadas en paralelo a través de la impedancia del propio transformador que alimentan las cargas auxiliares. A partir de la teoría desarrollada en el capítulo anterior, se define el desequilibrio en la potencia de los inversores en función de las diferencias de amplitudes y de fase, tanto para el régimen transitorio como para el régimen permanente.

3.2.1 ORIGEN DEL DESEQUILIBRIO EN LA TENSIÓN DE LOS CONDENSADORES DE ENTRADA

En un funcionamiento ideal, ambos convertidores entregarían la misma potencia y la tensión de sus buses de entrada coincidiría. En cambio, si los inversores suministrasen una potencia diferente, las tensiones de los buses de entrada evolucionarían hacia valores diferenciados como se demostrará a continuación. En la figura 3.5, se muestran las variables consideradas en el análisis.

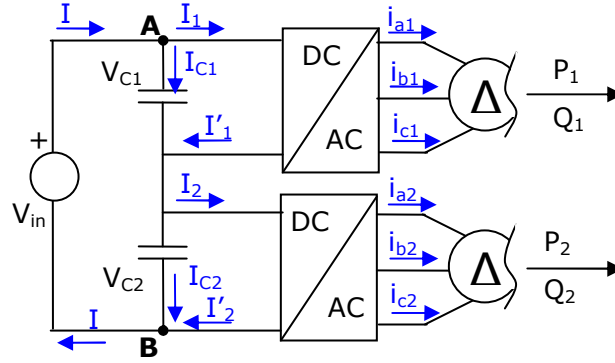


Figura 3.5. Definición de las variables en el lado de los condensadores de entrada

Como cada inversor se conecta a un transformador cuyos devanados están conectados en triángulo, la suma de las corrientes de las tres fases es nula:

$$\begin{aligned} i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} &= 0 \\ i_{a2} + i_{b2} + i_{c2} &= 0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Si la suma de las corrientes a la salida del inversor es nula, en el lado de continua, la suma de la corriente del positivo y del negativo también debe ser cero, por lo que serán iguales y de sentido opuesto: $I_1 = I'_1$ e $I_2 = I'_2$.

Analizando las corrientes en los nodos A y B se tiene:

$$\begin{aligned} I &= I_{C1} + I_1 \\ I &= I_{C2} + I_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

A partir de las corrientes que circulan por los condensadores se obtiene la tensión que alcanza cada uno de ellos:

$$\begin{aligned} V_{C1} &= V_0 + \frac{1}{C} \int I_{C1} \cdot dt \\ V_{C2} &= V_0 + \frac{1}{C} \int I_{C2} \cdot dt \end{aligned} \quad \text{donde } V_0 = \frac{V_{in}}{2} \quad (3.3)$$

Como los condensadores se reparten la tensión de entrada $V_{C1} + V_{C2} = V_{in}$ y, suponiendo que son iguales, ambos varían su tensión de la misma forma y en sentido opuesto:

$$\Delta V_C = \Delta V_{C1} = -\Delta V_{C2} \quad (3.4)$$

Por lo que la tensión en los buses de entrada se puede expresar como:

$$V_{C1} = V_0 + \Delta V_C \quad V_{C2} = V_0 - \Delta V_C \quad (3.5)$$

Esto implica que la corriente que provoca estas variaciones en la tensión cumple la siguiente igualdad:

$$I_C = I_{C1} = -I_{C2} \quad (3.6)$$

Según (3.2) esta corriente se puede definir en función de la diferencia en las corrientes en el lado de continua en cada uno de los convertidores:

$$I_C = \frac{I_2 - I_1}{2} \quad (3.7)$$

Por otra parte, la potencia que maneja cada inversor se puede expresar a partir de los parámetros del lado de continua según la siguiente expresión

$$P_i = V_{Ci} \cdot I_i \rightarrow I_i = \frac{P_i}{V_{Ci}} \quad (3.8)$$

Partiendo de una situación inicial donde las tensiones de los buses de entrada coinciden: $V_{C1}=V_{C2}=V_0$, en el caso de que la potencia manejada por cada inversor fuera diferente, el inversor que entregase más potencia a la carga, manejaría más corriente, siendo $I_2 \neq I_1$. Según (3.7), esto supone que va a circular una corriente por los condensadores. Como la tensión de ambos condensadores es la tensión de entrada, lo que se carga uno se descarga el otro, siendo el condensador que se descarga el correspondiente al inversor que más potencia entrega.

Expresando la corriente I_C en función de la potencia de cada convertidor, se obtiene:

$$I_C = \frac{1}{2} \left[\frac{P_2}{V_{C2}} - \frac{P_1}{V_{C1}} \right] = \frac{1}{2} \left[\frac{P_2}{\frac{V_{in}}{2} - \Delta V_C} - \frac{P_1}{\frac{V_{in}}{2} + \Delta V_C} \right] \quad (3.9)$$

Para variaciones de la tensión $\Delta V \ll V_{in}/2$, la corriente I_C se puede aproximar por la siguiente ecuación:

$$I_C \approx \frac{P_2 - P_1}{V_{in}} + \left(2 \cdot \frac{P_2 + P_1}{V_{in}^2} \right) \cdot \Delta V_C \quad (3.10)$$

La corriente en los condensadores depende de la diferencia de potencia que los inversores entregan a la carga y de un término que depende de la propia variación en la tensión que I_C provoca en los buses. En la figura 3.6 se define un diagrama de bloques que muestra la variación de la tensión de los buses en función de la diferencia de las potencias suministradas.

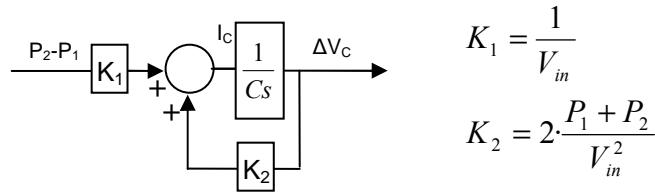


Figura 3.6. Diagrama de bloques de la variación de tensión en los condensadores de entrada

Se observa que si existiera una diferencia de potencias $P_2 - P_1$ y ésta se mantuviese, la variación de la tensión del bus de entrada seguiría creciendo provocando que uno de los condensadores se cargase hasta soportar toda la tensión de entrada V_{in} y el otro se descargase totalmente. Para evitar esto, se precisa de un lazo de control que modifique P_1 y P_2 de tal forma que la corriente en los condensadores I_C se anule. De esta forma la variación de la tensión de los buses se mantendría constante y su relación con las potencias finales P_1 y P_2 vendría dada por la siguiente expresión:

$$P_2 - P_1 = - \left(2 \cdot \frac{P_2 + P_1}{V_{in}} \right) \cdot \Delta V_C \quad (3.11)$$

En este caso, la tensión en los condensadores se estabilizaría con valores $V_{in}/2 + \Delta V_C$ y $V_{in}/2 - \Delta V_C$, siendo:

$$\Delta V_C = \left(\frac{P_1 - P_2}{P_2 + P_1} \right) \cdot \frac{V_{in}}{2} \quad (3.12)$$

Asumiendo que el rendimiento es del 100%, se cumple que la potencia absorbida por los convertidores corresponde a la potencia demanda por la carga, por tanto $P_1 + P_2 = P_{carga}$. Variando la diferencia de potencia demandada por los convertidores se podría ajustar la variación de la tensión de los buses. Por otro lado, según (3.12), en el régimen permanente la diferencia de potencias es proporcional a la diferencia de tensiones. Por tanto, cualquier acción sobre el sistema que conduzca al equilibrado de las tensiones de los buses de entrada, llevará aparejada el equilibrado de las potencias demandadas por los convertidores. Esta importante característica será utilizada por las estrategias de control utilizadas para el equilibrado del sistema tal y como se verá en el apartado 3.3.

3.2.2 ORIGEN DEL DESEQUILIBRIO EN LA POTENCIA SUMINISTRADA POR CADA INVERSOR

Analizando el sistema desde el lado de alterna, se tienen dos fuentes de tensión trifásicas conectadas en paralelo, que alimentan las cargas de la red auxiliar. Según se ha analizado en el capítulo anterior, si las tensiones de las fuentes no son iguales o las impedancias entre las mismas y el punto de conexión de la carga son diferentes, la potencia entregada por cada equipo será diferente. Estas diferencias pueden aparecer debido a la operación de los propios inversores, o a los desequilibrios de impedancia como consecuencia de las tolerancias propias de la fabricación de los devanados del transformador.

Respecto a la operación de los inversores, partiendo de una situación inicial de equilibrio y suponiendo que ambos se modulan de la misma forma, una diferencia en las conmutaciones de los interruptores, debido a que los tiempos de retraso en los encendidos, tiempos de subida o tiempos muertos son diferentes, daría lugar a tensiones de salida diferentes en cada inversor, que provocaría la diferencia indicada de las corrientes. Sin embargo, en general la dispersión de los parámetros en los semiconductores es pequeña y estas diferencias son mínimas.

Respecto a la diferencia en los devanados, puede darse el caso de que la inductancia de fugas asociada a cada devanado sea diferente o que exista una diferencia en el número de espiras de los primarios y, por tanto, la impedancia entre los inversores y la conexión de la carga sea diferente. En ambos casos, circulará más corriente por un inversor que por el otro y se producirá un desequilibrio en la potencia entregada. En general la diferencia en el número de espiras de los devanados es mínima y no se aceptan diferencias superiores al 1-2%. En cambio, la dispersión de la inductancia de fugas puede llegar a ser de $\pm 5\%$, por lo que la diferencia entre impedancias podría llegar hasta el 10% (datos facilitados por Ingeteam Power Technology S.A.).

En los siguientes apartados se estudian los efectos de los desequilibrios en los parámetros del inversor. El estudio se realiza, apoyándose en el modelo monofásico con impedancias en Π indicado en el capítulo 2 y que se obtiene previamente en el apartado 3.2.2.1. El modelo que se propone en el apartado 3.3, permite analizar la técnica tradicional de control de potencia mediante el ajuste del índice de modulación de los inversores, comprobando sus limitaciones en el ajuste de la potencia reactiva. En el apartado 3.4, se propone una nueva técnica que supera las limitaciones de la anterior, consiguiendo un ajuste tanto de la potencia activa como de la reactiva. La implementación de esta técnica de control se ve favorecida gracias a que los dos inversores están situados en el mismo emplazamiento, de hecho en el mismo armario, permitiendo que un solo sistema de control pueda gobernar ambos inversores,

monitorizando sus tensiones y corrientes mediante sencillos cableados y decidiendo la modulación de cada uno de ellos.

3.2.2.1 TRANSFORMACIÓN DEL SISTEMA TRIFÁSICO EN UN MODELO MONOFÁSICO EQUIVALENTE

En este apartado se realiza la transformación del sistema trifásico en un modelo equivalente con fuentes ideales e impedancias en Π , tal y como se ha analizado en el capítulo 2. Esta transformación se realiza en varios pasos que se indican a continuación.

Partiendo del modelo de la figura 3.4, en primer lugar se consideran los inversores como fuentes de tensión trifásicas ideales cuya tensión corresponde al armónico fundamental de los inversores. Por tanto, este modelo sirve para el análisis de la potencia activa y reactiva, aunque no es válido para analizar el resto de componentes armónicas debidas a la conmutación de los inversores. La frecuencia y la fase del armónico fundamental vienen definidas por la moduladora, mientras que la amplitud por el índice de modulación y la tensión del bus de entrada.

Respecto a la impedancia del transformador, ésta corresponde a la inductancia de fugas y a la resistencia serie. Parte de esta impedancia puede asociarse a cada uno de los devanados teniendo en cuenta la relación de transformación y la configuración en triángulo o estrella de los mismos. Considerando que tanto la inductancia de fugas L_f como la resistencia serie R_{tr} se reparten por igual entre los primarios y secundario, $L_f/2$ y $R_{tr}/2$ corresponden al devanado del secundario en el lado de la carga y $L_f/2$ y $R_{tr}/2$ a los devanados de los primarios. Como éstos últimos están en paralelo, a cada uno de los primarios le correspondería L_f y R_{tr} como impedancia equivalente. Además, el devanado del secundario está conectado en estrella y los devanados de los primarios en triángulo. Por tanto, para analizar el sistema desde el secundario, se requiere multiplicar por 3 las impedancias de los primarios. Por último, definiendo la relación de transformación como:

$$a = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.13)$$

siendo N_p el número de espiras de cada uno de los primarios y N_s el número de espiras del secundario, se puede transformar el modelo trifásico conmutado al mostrado en la figura 3.7:

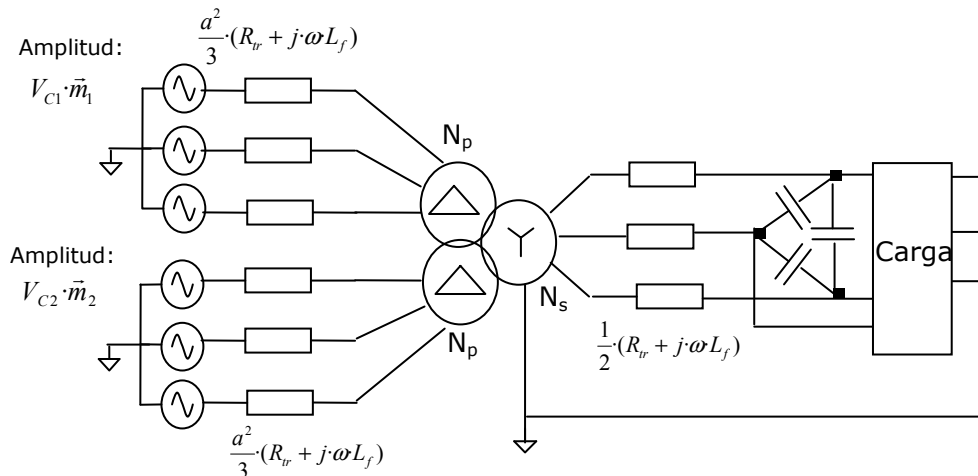


Figura 3.7. Primera transformación del convertidor de alimentación de los sistemas auxiliares

El siguiente paso es obtener un modelo monofásico equivalente visto desde el lado de la carga. Para ello, en primer lugar se cambia la configuración de triángulo de los devanados de los primarios a estrella. Al realizar esta transformación, se ven afectadas tanto la amplitud como la fase de las fuentes, así como la impedancia correspondiente a los primarios.

En cuanto a la tensión de las fuentes, hay que considerar que la tensión de línea en una configuración en estrella es $\sqrt{3}$ veces la del triángulo y está retrasada 30° . Para que el modelo con los primarios en estrella sea equivalente al modelo con los primarios en triángulo visto desde el lado de la carga, se debería incrementar la tensión $\sqrt{3}$ veces y adelantarla 30° . Sin embargo, el hecho de que las tensiones estén adelantadas no influye en la potencia suministrada, por lo que no se tiene en cuenta.

Respecto a las impedancias de los devanados en los primarios, éstas se ven multiplicadas por 3 en su transformación de triángulo a estrella. Estas transformaciones se indican en la figura 3.8 donde además se agrupa la impedancia de la carga con los condensadores del filtro de salida y las impedancias del transformador del secundario en una única impedancia.

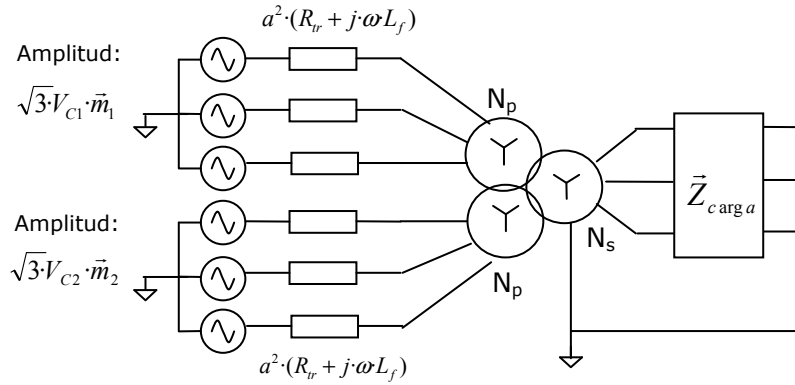


Figura 3.8. Segunda transformación del convertidor de alimentación de los sistemas auxiliares

Finalmente, se considera una de las fases del sistema trifásico y se analiza desde el lado de la carga. Las impedancias pasan al secundario divididas por su relación de transformación al cuadrado. Si el reparto de la inductancia de fugas en los devanados del primario es desequilibrado, las impedancias entre los inversores y la conexión de la carga también difiere. Por otro lado, las amplitudes de las fuentes dependen de la tensión del bus de entrada, del índice de modulación y de la relación de transformación de cada equipo, siendo la frecuencia y la fase determinadas por la moduladora. Si la relación de transformación no coincide, se produce un desequilibrio en las amplitudes, pero además una diferencia en el número de vueltas en los arrollamientos del primario conlleva una diferencia en las impedancias en cada devanado

El modelo monofásico equivalente visto desde el lado de la carga se muestra en la figura 3.9, donde las impedancias de las líneas se consideran diferentes atendiendo posibles desequilibrios. También se considera que una de las fuentes puede tener diferente amplitud en función de la diferencia en el número de espiras de uno de los devanados del primario. Esta diferencia se representa como Δa en la fuente 2, según las siguientes expresiones:

$$\vec{E}_1 = \frac{V_{C1} \cdot \vec{m}_1}{2a} \quad \vec{E}_2 = \frac{V_{C2} \cdot \vec{m}_2}{2(a + \Delta a)} \quad (3.14)$$

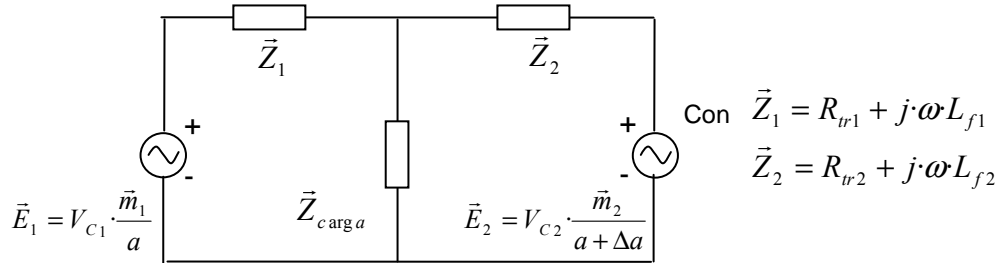
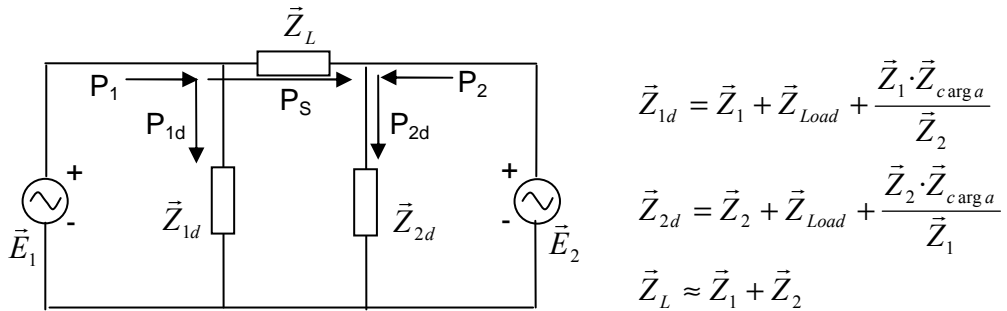


Figura 3.9. Modelo monofásico equivalente del convertidor visto desde el lado de la carga

Por ejemplo, un desequilibrio de un 10% en la inductancia de fugas en los devanados del primario se podría expresar como una relación en los módulos de las impedancias tal que $Z_2 = 0.9 \cdot Z_1$. Si la diferencia se produjese en el número de espiras afectando en la misma proporción a la inductancia de fugas, por ejemplo si el devanado del primario 2 tuviese un 2% menos espiras que el devanado 1 ($\Delta a = -0.02 \cdot a$), supondría que $Z_2 = 1.02 \cdot Z_1$ y además la amplitud de la tensión sería un 2% superior a la de la otra fuente.

Según se ha indicado en el capítulo 2, se realiza una última transformación al modelo monofásico, pasando las impedancias \vec{Z}_1 , \vec{Z}_2 y \vec{Z}_{carga} que están conectadas en T a otras impedancias equivalentes conectadas en Π : \vec{Z}_{1d} , \vec{Z}_{2d} y \vec{Z}_L , donde \vec{Z}_{1d} corresponde a la impedancia de la carga asociada a cada inversor, en el que se tiene en cuenta el posible desequilibrio en el número de espiras o en el reparto de la inductancia de fugas del transformador. A su vez, la impedancia de la línea corresponde prácticamente a la impedancia de los primarios del transformador \vec{Z}_1 y \vec{Z}_2 .

Figura 3.10. Modelo monofásico equivalente del convertidor con impedancias en Π

La potencia en cada una de las fuentes se puede expresar como la entregada a la carga (P_{1d} y P_{2d}), donde se tiene en cuenta la diferencia en las impedancias entre las fuentes y el punto de conexión de la carga, y la potencia transferida entre las fuentes (P_S):

$$\begin{aligned}
P_1 = P_{1d} + P_S &= \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \cos(\varphi_{Z1d}) + \frac{E_1}{Z_L} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \cos \varphi_L + E_2 \cdot \sin \varphi_L \cdot \sin \delta] \\
P_2 = P_{2d} - P_S &= \frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \cos(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_2}{Z_L} \cdot [(E_1 \cdot \cos \delta - E_2) \cos \varphi_L + E_1 \cdot \sin \varphi_L \cdot \sin \delta]
\end{aligned} \quad (3.15)$$

Estas potencias no sólo dependen de las impedancias \vec{Z}_{id} debidas al desplazamiento de la carga y de la impedancia de la línea \vec{Z}_L , sino que también de la diferencia de amplitudes de las fuentes de tensión que vienen determinadas por los desequilibrios en los buses de entrada.

3.2.3 MODELO DINÁMICO DEL SISTEMA COMPLETO

Según se ha indicado hasta el momento, existe una influencia mutua entre la diferencia de tensiones que alcanzan los buses de entrada con la potencia de los inversores y viceversa. Es decir, las tensiones de los buses afectan a la amplitud de las tensiones E_i del lado de alterna (3.14) y, por tanto, a las potencias suministradas por cada uno de los inversores. Por otro lado, los desequilibrios que pudiera haber en los devanados de los primarios del transformador suponen también una diferencia en la potencia suministrada por los inversores que afecta a las tensiones alcanzadas por los buses de entrada. Esta influencia mutua se puede describir con un modelo dinámico que relacione la evolución de las potencias con las tensiones de los buses de entrada.

A partir del modelo de la potencia de dos fuentes conectadas en paralelo, obtenido en el capítulo anterior y particularizado a las características de este convertidor, se obtiene el modelo dinámico del sistema completo. En primer lugar se analiza el caso donde el número de espiras de los devanados del primario coincide ($\Delta a=0$) y ambos inversores se controlan con una misma moduladora, de forma que no existe desfase en las tensiones de salida $\delta_1=\delta_2$. Se supone un estado inicial de equilibrio donde las tensiones de los buses se reparten por igual la tensión de entrada, siendo su valor V_0 (3.3), por lo que la tensión en el lado de alterna para cada uno de los inversores sería:

$$E_0 = \frac{V_0 \cdot m}{2 \cdot a} \quad (3.16)$$

Si existieran diferencias en las potencias suministradas, las tensiones en los buses de entrada se incrementarían ΔV_C (3.5), quedando las amplitudes en el lado de alterna como:

$$\begin{aligned}
E_1 &= E_0 + \Delta E \\
E_2 &= E_0 - \Delta E
\end{aligned} \quad \text{donde} \quad \Delta E = \frac{\Delta V_C \cdot m}{2 \cdot a} \quad (3.17)$$

La potencia de cada una de las fases de los inversores se puede definir por medio de un diagrama de bloques según se muestra en la figura 3.11:

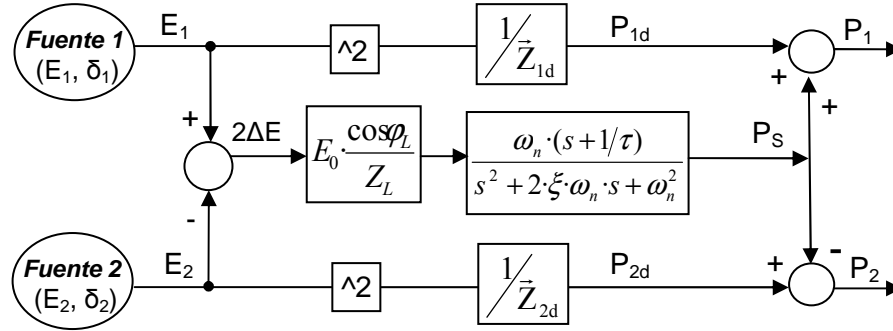


Figura 3.11. Diagrama de bloques para la obtención de la potencia activa

A partir de este modelo, se observa que la diferencia de las potencias de los inversores trifásicos en el régimen permanente queda definida de la siguiente forma:

$$P_2 - P_1 = 3 \cdot \left(\frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \cos(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \cos(\varphi_{Z1d}) - 4 \cdot \Delta E \cdot E_0 \frac{\cos \varphi_L}{Z_L} \right) \quad (3.18)$$

Expresando las amplitudes de las tensiones de las fuentes en función de la tensión de los buses de entrada (3.16), (3.17) y linealizando, se puede relacionar la diferencia de potencias con la variación de la tensión del bus de entrada ΔV_C según se indica a continuación:

$$P_2 - P_1 \approx 3 \cdot \left[E_0^2 \cdot \left[\frac{\cos(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} - \frac{\cos(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} \right] - E_0 \cdot \Delta V_C \cdot \frac{m}{a} \cdot \left[\frac{\cos(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} + \frac{\cos(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} \right] - 2 \cdot E_0 \cdot \Delta V_C \cdot \frac{m}{a} \cdot \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L} \right] \quad (3.19)$$

Los términos de la primera línea de la expresión corresponden al desequilibrio inicial en función de la diferencia en las impedancias Z_{1d} y Z_{2d} (denominados P_{1d} y P_{2d} en el capítulo 2). Estos términos no consideran la variación de tensión que sufren los buses de entrada debido a la diferencia de potencias entregadas a la carga. Esta variación se tiene en cuenta en el término de la segunda línea donde se expresa la potencia extra que cada fuente entrega a la carga (ΔP_{2d-P1d}). En la tercera línea, se indica la potencia que se

transfiere entre las fuentes (P_s) debido al incremento de tensión que se produce en los buses de entrada que, siguiendo la notación del capítulo 2, se denomina $P_{\Delta E}$. Esta diferencia de potencias obtenida a partir del análisis del lado de alterna es la misma que la obtenida en el lado de continua en el apartado 3.2.1, por lo que se pueden relacionar ambos términos en el siguiente lazo de control:

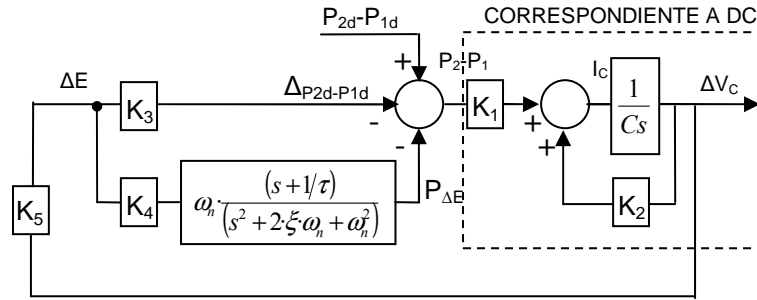


Figura 3.12. Lazo de control para la potencia activa

Las constantes indicadas en el modelo son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 K_3 &= 2 \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\cos(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} + \frac{\cos(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} \right) \\
 K_4 &= 4 \cdot E_0 \cdot \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L} \\
 K_5 &= \frac{1}{2} \cdot \frac{m}{a}
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Para que el modelo represente la dinámica de la variación del bus de entrada y, por tanto la dinámica de la potencia, en función de un desequilibrio inicial en impedancia o número de espiras, la constante K_1 pasa a ser tres veces la indicada en la figura 3.6 por considerar la potencia de las tres fases.

En el caso de que el desequilibrio se produjera en el número de espiras de los devanados del primario, aunque inicialmente la tensión en los buses de entrada pudiera coincidir, existiría una diferencia de amplitudes ΔE_0 que provocaría un incremento en la potencia de los inversores y que el sistema evolucionase hacia un nuevo punto de equilibrio

$$\Delta E_0 = \frac{V_o}{2} \cdot \frac{m}{a} \cdot \frac{\Delta a}{a + \Delta a} \tag{3.21}$$

Esta diferencia inicial en las amplitudes de las fuentes se puede añadir al modelo anterior según se muestra en la figura 3.13:

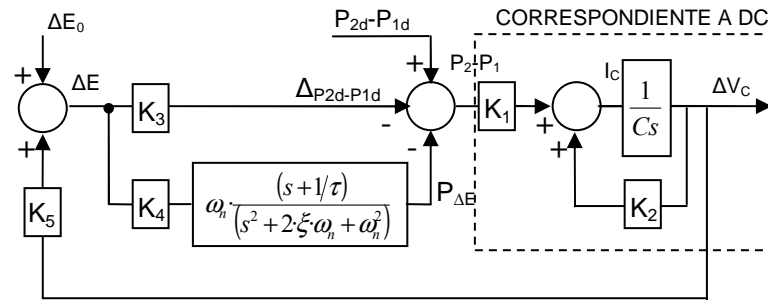


Figura 3.13. Lazo de control para la potencia activa incluyendo diferencia inicial en la amplitud de la tensión

Este modelo refleja que el incremento de tensión en los buses de entrada hasta alcanzar el régimen permanente es diferente en función del tipo de línea y del nivel de potencia demandado por la carga. Además, en función de la componente resistiva de la línea la dinámica en la variación de la potencia será más o menos oscilante. A continuación se analiza la dinámica de la potencia y posteriormente el desequilibrio alcanzado en el régimen permanente para cada tipo de desequilibrio.

3.2.4 ANÁLISIS DEL RÉGIMEN TRANSITORIO

Independientemente del origen del desequilibrio en la potencia, la dinámica en las variaciones de los buses de entrada y, por tanto, en la potencia de los inversores es la misma. Únicamente depende de la dinámica de los propios condensadores de entrada y de la transferencia de la potencia a través de la impedancia Z_L que depende de la diferencia de amplitudes en el lado de alterna. A continuación, se obtiene la función de transferencia que define el incremento de la tensión del bus de entrada (ΔV_c) a partir de un desequilibrio dado en la potencia ($P_{2d}-P_{1d}$). Para ello, se parte del lazo de control del apartado anterior y mediante el algebra de bloques se agrupa la parte correspondiente al lado DC en una función de transferencia y la parte AC en otra, figura 3.14:

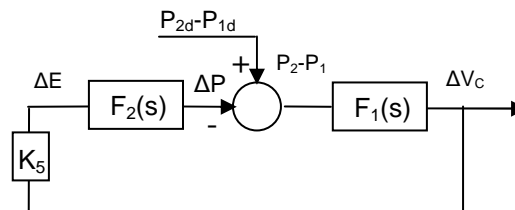


Figura 3.14. Lazo de control agrupado

Las funciones de transferencia $F_1(s)$ y $F_2(s)$ tienen las siguientes expresiones:

$$F_1(s) = \frac{K_1}{Cs - K_2} \quad (3.22)$$

$$F_2(s) = K_3 + K_4 \cdot \omega_n \cdot \frac{(s + 1/\tau)}{(s^2 + 2\cdot\xi\cdot\omega_n \cdot s + \omega_n^2)} \quad (3.23)$$

Finalmente, se obtiene la función de transferencia que relaciona ΔV_C con el desequilibrio inicial $P_{2d}-P_{1d}$. En la figura 3.15 se representa la respuesta en el dominio de la frecuencia en un diagrama de Bode y los polos y ceros del sistema en el lugar de las raíces para distintos tipos de líneas:

$$\frac{\Delta V_C(s)}{(P_{2d} - P_{1d})(s)} = \frac{F_1(s)}{1 + K_5 \cdot F_2(s) \cdot F_1(s)} \quad (3.24)$$

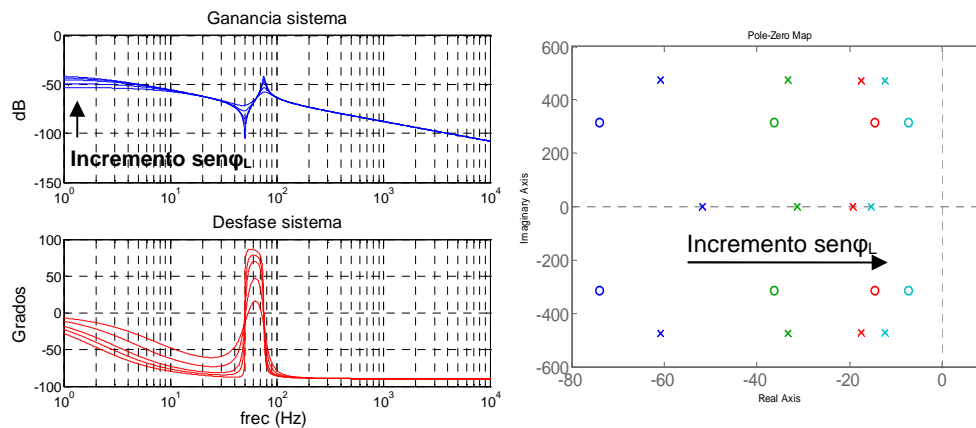


Figura 3.15. Diagrama de Bode y Lugar de las raíces para distintos tipos de líneas

El sistema es estable y se comprueba que cuanto menor es la componente resistiva de la línea, es decir del transformador, mayor incremento de tensión se produce en los buses de entrada en régimen permanente. La variación de la tensión de los condensadores de los buses de entrada tiene una dinámica influenciada por las oscilaciones debidas a la transferencia de potencia a través de la línea Z_L , analizada en el capítulo 2 y a la resonancia entre el paralelo de las capacidades de los buses de entrada con las inductancias de fugas de los devanados del primario del transformador.

En la gráfica superior de la figura 3.16 se muestra el incremento de la tensión de los buses de entrada ΔV_C cuando las impedancias de los devanados del primario del

transformador difieren en un 10% y la potencia demandada por las cargas es de 500KVA, para dos tipos de líneas: En el primer caso se analiza una línea predominantemente inductiva con $\cos\phi_L=0.02$ y en el segundo caso con un mayor componente resistivo, siendo $\cos\phi_L=0.2$. En la segunda gráfica, se representan las potencias calculadas por el modelo y se comparan con las obtenidas a partir de las medidas de tensión y corriente realizadas en el sistema trifásico. Hay que indicar que para apreciar el valor medio de la potencia del sistema trifásico en el régimen permanente se han atenuado los armónicos debidos a la conmutación mediante filtros paso-bajo de primer orden con frecuencia de corte de 10Hz. Estos filtros no permiten visualizar el transitorio real de la potencia, sin embargo el transitorio se aprecia en el incremento de la tensión de los buses de entrada de la primera gráfica que, según se ha comentado en 3.2.1, está directamente relacionada con las potencias de cada uno de sus inversores.

En las gráficas se observa que cuanto más inductiva es la impedancia mostrada por el transformador, mayor es el incremento de la tensión en los buses de entrada, tal y como se reflejaba en las bajas frecuencias en el diagrama de Bode mostrado en la figura 3.15. Por consiguiente, el reparto de la carga entre los inversores ante un mismo desequilibrio es peor en líneas predominantemente inductivas. Visto desde otro punto de vista, cuanto más inductivo es el transformador menor es el término $\cos\phi_L$ y menos potencia se transfiere entre los inversores. Como esta potencia transferida tiende a reducir los desequilibrios de potencia, un transformador con muy baja resistencia tiende a mantener el desequilibrio existente en los inversores ante diferencias en las inductancias de fugas o en el número de espiras. Además, el sistema tarda más tiempo en alcanzar el régimen permanente, ya que el transvase de potencias entre los inversores sufre un transitorio más oscilante y con mayor tiempo de estabilización, como se apreciaba en el lugar de las raíces de la figura 3.15 donde los polos se aproximaban al eje de ordenadas.

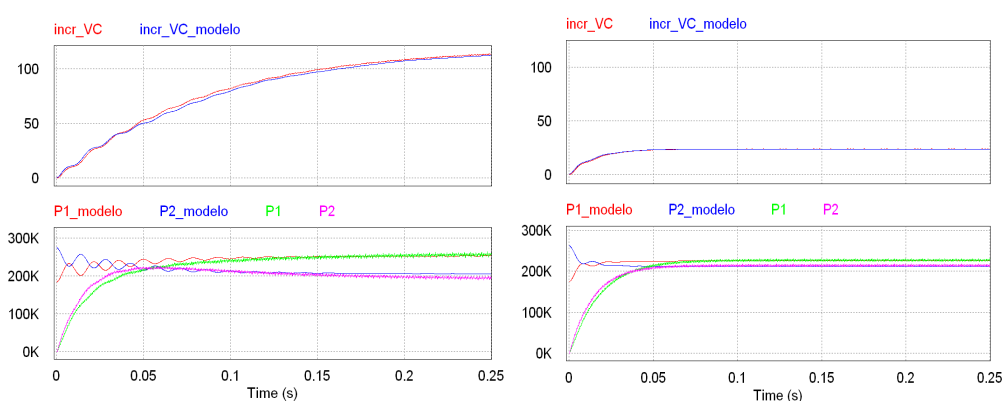


Figura 3.16. Comparación del incremento de la tensión en los buses de entrada y de la potencia de los inversores del sistema trifásico con las obtenidas con el lazo de control

3.2.5 ANÁLISIS DEL RÉGIMEN PERMANENTE

Para conocer los desequilibrios de la tensión en los buses de entrada se puede prestar atención a una característica propia del sistema en equilibrio, como es que la corriente en el lado de continua en el régimen permanente es la misma en ambos inversores, según la siguiente expresión:

$$I_1 = I_2 \rightarrow \frac{P_1}{V_{C1}} = \frac{P_2}{V_{C2}} \quad (3.25)$$

A partir de los valores de las potencias indicadas en (3.15), se puede obtener de forma directa la relación de tensiones que alcanzan los buses de entrada:

$$\frac{V_{C2}}{V_{C1}} = \left(\frac{a + \Delta a}{a} \right)^2 \cdot \left(\frac{\frac{\cos(\varphi_{Z_{1d}})}{Z_{1d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L} \cdot \left(1 + \frac{a}{a + \Delta a} \right)}{\frac{\cos(\varphi_{Z_{2d}})}{Z_{2d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L} \cdot \left(\frac{a + \Delta a}{a} \right)} \right) \quad (3.26)$$

Esta relación de tensiones depende de la potencia asociada a las impedancias Z_{1d} y Z_{2d} y de un término dependiente de la impedancia de la línea Z_L , es decir, de la impedancia del transformador. Además, como $\cos(Z_{1d}) \approx \cos(Z_{2d})$ por depender principalmente de la impedancia de la carga, el desequilibrio de las tensiones de los buses de entrada viene determinado por la relación entre Z_{1d} y Z_{2d} y estará más o menos amortiguado en función del tipo de línea.

A partir de esta expresión se obtiene la relación de tensiones en los buses de entrada para los distintos tipos de desequilibrio. En los siguientes apartados se define la relación de las potencias activas y reactivas para cada caso.

3.2.5.1 DESEQUILIBRIO DEBIDO A LA DIFERENCIA EN LA INDUCTANCIA DE FUGAS EN LOS DEVANADOS DEL PRIMARIO

Cuando las diferencias se producen en la inductancia de fugas de los devanados del primario, tal que $Z_2 = k \cdot Z_1$, los módulos de las impedancias Z_{1d} y Z_{2d} reflejan este desequilibrio de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} Z_{1d} &\approx Z_1 + Z_{c \arg a} \cdot \left(1 + \frac{1}{k} \right) \\ Z_{2d} &\approx k \cdot Z_1 + Z_{c \arg a} \cdot (1 + k) \end{aligned} \rightarrow \boxed{\frac{Z_{2d}}{Z_{1d}} = k} \quad (3.27)$$

Fijando la atención en (3.26) se tiene que el término dependiente de Z_L es diferente para cada tipo de línea. En el caso extremo de una línea puramente inductiva, $\cos(\varphi_L) \rightarrow 0$ y el desequilibrio en las tensiones de los buses de entrada correspondería al desequilibrio entre Z_{1d} y Z_{2d} . Como estas impedancias reflejan el reparto de la carga entre los inversores, el desequilibrio de las tensiones de los buses de entrada correspondería a la relación entre las inductancias de fugas de los devanados, es decir, el máximo posible (k). Sin embargo, la presencia de elementos resistivos reducen este desequilibrio, siendo siempre menor que el máximo definido por la relación de impedancias.

Por otra parte, el tipo de línea también afecta al desequilibrio alcanzado. En el caso de que los convertidores alimenten cargas predominantemente inductivas o capacitivas $\cos(\varphi_{Zid}) \rightarrow 0$ y por tanto, la tensión en los buses de entrada apenas difiere. Esto es debido a que apenas circula corriente en los buses de entrada ya que la potencia activa demandada es muy baja. El mismo efecto se produce cuando la potencia demandada por la carga es baja, ya que $Z_{id} \rightarrow \infty$.

En definitiva, en función del tipo de línea y de la carga, la tensión continua que alimenta los inversores es diferente, así como el desequilibrio de la potencia activa. La máxima diferencia de potencia se producirá con cargas resistivas y líneas predominantemente inductivas, siendo siempre inferior a la diferencia de las inductancias de fugas de los primarios del transformador. En general, la influencia del factor dependiente de Z_L amortigua parte del desequilibrio generado por la diferencia en las inductancias de fugas y la variación de tensión de los buses de entrada es de unos pocos voltios.

3.2.5.2 DESEQUILIBRIO DEBIDO A LA DIFERENCIA EN EL NÚMERO DE ESPIRAS EN LOS DEVANADOS DEL PRIMARIO

Una variación en el número de espiras en un devanado conlleva la variación de la inductancia de fugas del devanado en la misma proporción. Definiendo la variación en la relación de transformación como $\Delta a = k$, la relación de los módulos de las impedancias en el modelo monofásico con impedancias en T sería $Z_2 = Z_1/k$ y las impedancias del modelo monofásico en Π quedarían definidas de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} Z_{1d} &\approx Z_1 + Z_{carga} \cdot (1 + k) \\ Z_{2d} &\approx \frac{Z_1}{k} + Z_{carga} \cdot \left(1 + \frac{1}{k}\right) \end{aligned} \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{Z_{2d}}{Z_{1d}} = \frac{1}{k}} \quad (3.28)$$

Además, las amplitudes de las tensiones de las fuentes se ven alteradas en función de la relación de transformación según (3.14).

Analizando (3.26) se obtiene que para cualquier tipo de carga y de línea, la relación de las tensiones de los buses de entrada no varía y se cumple que:

$$\frac{V_{C2}}{V_{C1}} = k \quad (3.29)$$

La amplitud de las fuentes en el lado de la carga dependen no sólo de esta relación entre las tensiones de los buses de entrada, sino que también de la relación de transformación (3.14), siendo $E_1=E_2$ en el régimen permanente. Al coincidir las amplitudes de las tensiones en el lado de alterna, no se transfiere potencia entre los inversores y el desequilibrio de las potencias de los inversores se debe exclusivamente a la diferencia de las impedancias Z_{id} , siendo $P_1/P_2=k$, donde el valor de k corresponde a la variación del número de espiras entre los devanados del primario.

En la figura 3.17 se muestra las posibles variaciones de la tensión del bus de entrada de los inversores ante los diferentes tipos de desequilibrios estudiados en este apartado. Aunque las posibles variaciones en el número de espiras (hasta el 2%) son muy inferiores a las diferencias en las impedancias de los devanados (hasta el 10%), se representan ambas con desequilibrios de hasta el 10% para mostrar las tendencias en la variación de la tensión de los buses de entrada en función del tipo de desequilibrio.

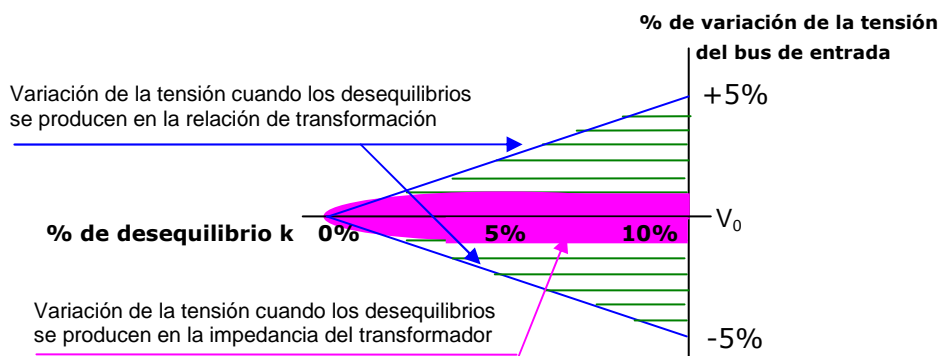


Figura 3.17. Variaciones de la tensión de los buses de entrada en función del tipo de desequilibrio

Cuando varía la relación de espiras, la variación de la tensión en el bus de entrada es siempre mayor que cuando sólo varía la impedancia de fugas. Esta variación marcada con la línea azul es independiente de la potencia demandada y muestra que en caso de desequilibrios de hasta el 10%, la relación entre las tensiones de los buses de entrada sería también del 10%, incrementando un 5% aproximadamente la tensión de un bus respecto al valor de equilibrio V_0 y reduciendo el otro en la misma proporción. Cuando la variación se produjese sólo en el reparto de inductancias, la tensión alcanzada por los

buses de entrada variaría entre ese valor máximo y V_0 , en función de la carga y de la impedancia de línea (zona rayada en verde), siendo los desequilibrios indicados en fucsia los generalmente obtenidos para líneas predominantemente inductivas, en función del tamaño de la impedancia.

3.2.5.3 DESEQUILIBRIOS EN LA POTENCIA REACTIVA

Respecto a la potencia reactiva, según el modelo de la figura 3.10, ésta se puede considerar como la consumida en impedancias Z_{1d} y Z_{2d} y la transferida entre las fuentes. Por tanto, el desequilibrio se puede producir como consecuencia de una diferencia entre las impedancias Z_{1d} y Z_{2d} que suponga que la potencia reactiva entregada a la carga por cada inversor sea diferente o por la diferencia en las amplitudes que suponga un transvase de potencia reactiva entre las mismas. De ellas, la más importante es la transferencia de potencia reactiva entre los propios inversores, ya que pequeñas diferencias en las amplitudes de las tensiones de los inversores E_i pueden suponer un gran flujo de potencia entre los mismos:

$$Q_s \approx \frac{E_1}{Z_L} \cdot (E_1 - E_2) \cdot \sin \varphi_L \quad (3.30)$$

Como la línea es predominantemente inductiva, incluso pequeñas diferencias en las amplitudes provocan el transvase de potencia reactiva entre los inversores. Esta potencia transvasada es mayor cuanto menor es la impedancia del transformador.

Según (3.14), las tensiones E_1 y E_2 dependen directamente de la tensión de los buses de entrada. En el caso de diferencias en las inductancias de fugas del transformador, la máxima diferencia de amplitudes se produce con cargas resistivas y líneas predominantemente inductivas. Cuando el desequilibrio se produce en el número de espiras, aunque las variaciones de las tensiones de los buses de entrada son máximas, las tensiones del modelo monofásico coinciden $E_1=E_2$, ya que se compensan con las diferencias en las relaciones de transformación. Por tanto, en este caso no se transfiere potencia entre los inversores y la diferencia de potencias que existe en los inversores se debe únicamente a la diferencia de las impedancia Z_{1d} , siendo $Q_1/Q_2=k$.

3.3 TÉCNICAS DE CONTROL PARA REEQUILIBRAR LA TENSIÓN DE LOS BUSES DE ENTRADA

Mediante regulación del sistema se puede alcanzar un doble objetivo: por un lado equilibrar el consumo de potencia de cada inversor y, por otro lado, equilibrar la tensión de los buses de entrada. Estos objetivos están directamente relacionados.

A continuación se analizan dos tipos de control que consiguen estos objetivos mediante dos técnicas diferentes:

- Ajuste del índice de modulación.
- Ajuste del índice de modulación y desplazamiento de la fase.

3.3.1 ANÁLISIS DE LA POTENCIA DE LOS INVERSORES Y EQUILIBRADO DE LOS BUSES DE ENTRADA CON EL AJUSTE DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN.

Esta técnica de control es tradicionalmente utilizada para el ajuste de las potencias de los inversores. Partiendo de una situación inicial donde la potencia entregada por cada inversor coincide $P_1=P_2$ y denominando como $\Delta P=P_2-P_1$ la diferencia de potencia manejada por los inversores y $\Delta V_C=V_{C2}-V_{C1}$ la diferencia de tensiones entre sus buses de entrada, se pueden dar tres casos:

- $\Delta P > 0 \rightarrow \Delta V_C < 0$
- $\Delta P < 0 \rightarrow \Delta V_C > 0$
- $\Delta P = 0 \rightarrow \Delta V_C = 0$

Sólo cuando $\Delta P=0$ se cumple que $\Delta V_C=0$, por tanto, midiendo el incremento de la tensión de los buses de entrada y regulando la potencia demandada a cada inversor, se puede conseguir que $\Delta V_C=0$. Al cumplir esta igualdad, inevitablemente se consigue que $\Delta P=0$ y, por tanto, el equilibrado de la potencia. Basta con modificar la potencia consumida por los inversores sin necesidad de medirla, ya que se puede conocer el desequilibrio midiendo sólo la tensión de los buses de entrada.

El control se realiza de forma que si la tensión del bus de entrada de uno de los inversores se incrementa, se eleva su índice de modulación con objeto de aumentar la potencia que entrega y, por tanto, reducir la tensión del bus de continua. Al mismo tiempo, el otro inversor ve reducido su índice de modulación en la misma proporción. En la figura 3.18 se muestra un esquema del control indicado, donde se compara la tensión de uno de los buses, en este caso V_{C2} con V_0 , que según (3.3) corresponde a la mitad de la tensión de entrada:

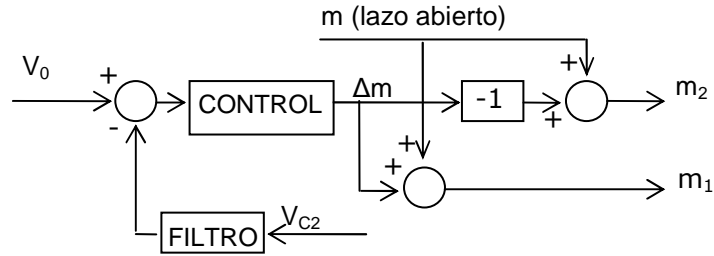


Figura 3.18. Control de la tensión en los buses de entrada

De esta forma, los índices de modulación de cada inversor se modifican de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} m_1 &= m + \Delta m \\ m_2 &= m - \Delta m \end{aligned} \quad (3.31)$$

El lazo que define la variación de la tensión de los buses de entrada se muestra en la figura 3.19, donde se compara el incremento de la tensión del bus con una referencia nula y en función de su diferencia, el control ajusta el índice de modulación.

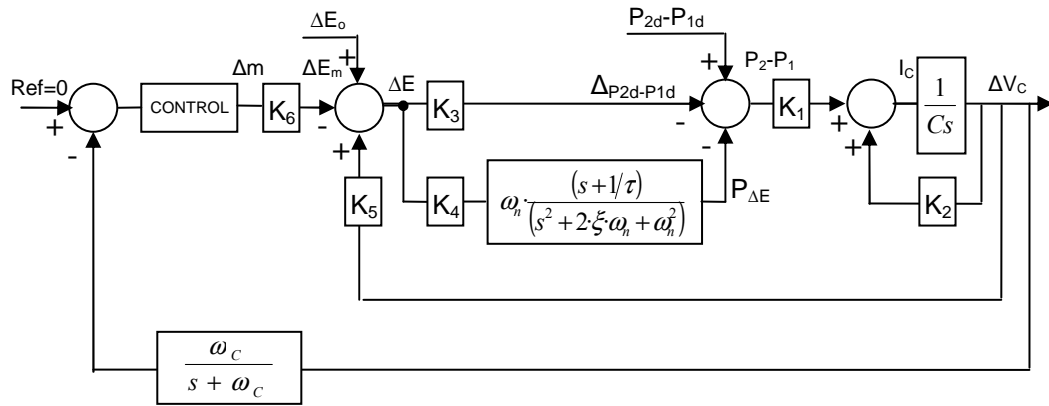


Figura 3.19. Lazo de control para la potencia activa incluyendo el control

Donde K_6 queda definida como se indica a continuación:

$$K_6 = \frac{V_0 \cdot 1}{2 \cdot a} \quad (3.32)$$

Y el incremento en la tensión que introduce el control a partir de la variación del índice de modulación sería:

$$\Delta E_m \approx K_6 \cdot \Delta m \quad (3.33)$$

Mediante el ajuste del índice de modulación, se actúa sobre la amplitud de las fuentes que, junto con las variaciones de tensión debidas a ΔV_C y ΔE_o determinan la transferencia de potencia activa entre los inversores. En líneas predominantemente inductivas, la variación de las amplitudes supone principalmente una transferencia de potencia reactiva, aunque también afecta a la potencia activa. Al modificar esta amplitud para ajustar la tensión de los buses de entrada, se consigue igualar la potencia activa de ambos inversores, de forma que la potencia transferida anule el desequilibrio inicial $P_{2d}-P_{1d}$ obteniéndose $\Delta V_C=0$. Para ello se requiere un incremento de la tensión ΔE en el régimen permanente de forma que:

$$\Delta_{P_{2d}-P_{1d}} + P_{\Delta E} = P_{2d} - P_{1d} \quad (3.34)$$

Sin embargo, el ajuste de la potencia activa provoca un transvase de potencia reactiva que no es controlado y depende de los parámetros del sistema.

En el lazo de control de la figura 3.19 también se ha incluido un filtro para la medida de la tensión del bus, que atenúa los armónicos de la conmutación de los inversores. Se trata de un filtro de ventana, que se modela como un filtro paso bajo de frecuencia de corte ω_C , según se ha indicado en el capítulo 2.

Seguidamente se muestra un análisis más detallado de la dinámica del sistema, con objeto de señalar las características principales y la importancia de disponer de un modelo dinámico.

3.3.1.1 RÉGIMEN TRANSITORIO EN LA VARIACIÓN DE LA POTENCIA

La dinámica en la transferencia de la potencia no sólo depende del tipo de línea sino de la dinámica introducida por el filtro de medida y la acción de control. Para determinar la influencia del control en la dinámica del sistema y, por tanto, poder definirlo correctamente se realiza el análisis del lazo de control en el dominio de la frecuencia. La función de transferencia que define la dinámica se obtiene a partir de sucesivas simplificaciones realizadas mediante el álgebra de bloques, agrupando los lazos internos. En primer lugar se incorporan las funciones de transferencia $F_1(s)$ y $F_2(s)$ calculadas anteriormente (figura 3.20):

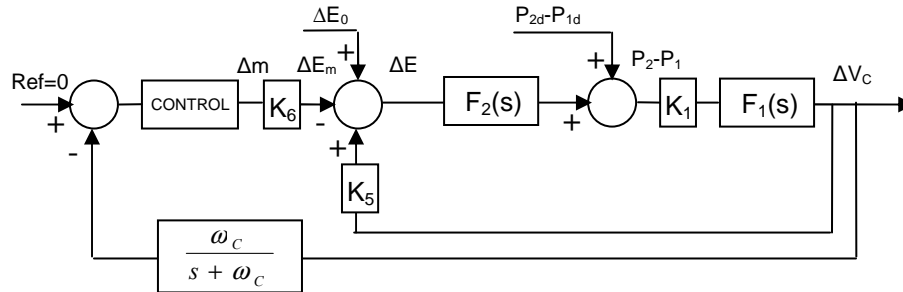


Figura 3.20. Primera agrupación de bloques en el lazo de control

Posteriormente, se agrupa el lazo interno en una función de transferencia $F_3(s)$, figura 3.21:

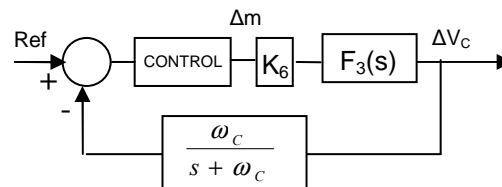


Figura 3.21. Segunda agrupación de bloques en el lazo de control

En este caso $F_3(s)$ tiene la siguiente expresión:

$$F_3(s) = \frac{K_1 \cdot F_1(s) \cdot F_2(s)}{1 - K_5 \cdot K_1 \cdot F_1(s) \cdot F_2(s)} \quad (3.35)$$

Finalmente, el comportamiento dinámico del sistema queda definido por la siguiente función de transferencia:

$$F_{LC}(s) = \frac{CONTROL \cdot K_6 \cdot F_3(s)}{1 + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} CONTROL \cdot K_6 \cdot F_3(s)} \quad (3.36)$$

Para mostrar la necesidad de un control que regule el sistema, en la figura 3.22 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto sin algoritmo de control:

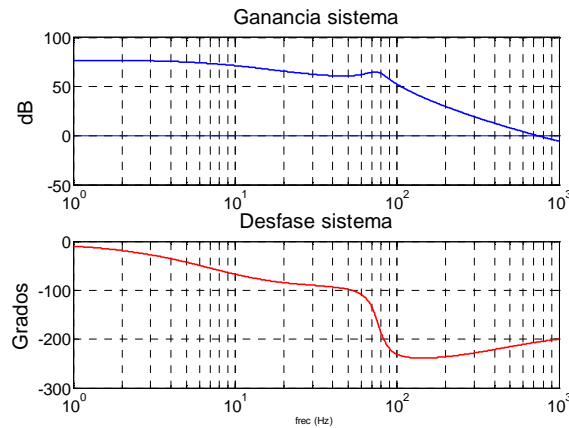


Figura 3.22. Diagrama de Bode de la función de transferencia

Se observa que el sistema mostrado es inestable ya que la ganancia es superior a la unidad cuando el desfase de la señal de salida alcanza 180° . Esto supone que al cerrar el lazo, el desequilibrio inicial en lugar de reducirse se incrementaría.

Para estabilizar el sistema se requiere la incorporación de algún tipo de control. Un control proporcional permite reducir los desequilibrios en las tensiones de los buses de entrada pero no elimina completamente el desequilibrio originado por la perturbación. El error es menor cuanto mayor sea la ganancia introducida por el control, pero al mismo tiempo el sistema es más inestable. En cambio, incorporando una parte integral en el control, se puede obtener un sistema estable donde se elimine el error completamente, consiguiendo equilibrar las tensiones de los buses de entrada.

En la figura 3.23 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia indicada en (3.36) con un control proporcional de ganancia G . Conforme se incrementa la ganancia el error en el régimen permanente es menor pero la variación de la tensión en los buses se vuelve más oscilante, pudiendo llegar a inestabilizarse:

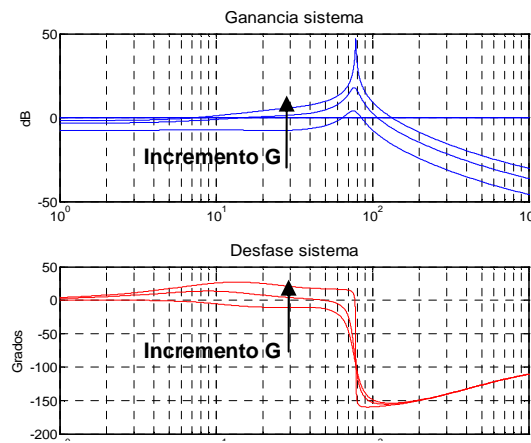


Figura 3.23. Diagrama de Bode de la función de transferencia con control proporcional

Cuando se incorpora parte integral al control, se elimina el error en el régimen permanente. En función de los parámetros de control escogidos en el PI, el ancho de banda crece y la respuesta del sistema es más rápida, aunque también es más oscilante. En la gráfica de la izquierda de la figura 3.24, se muestran los efectos de incrementar la constante proporcional K_p y en la gráfica de la derecha cuando se incrementa el tiempo de integración T_n , donde la respuesta es más lenta y estable.

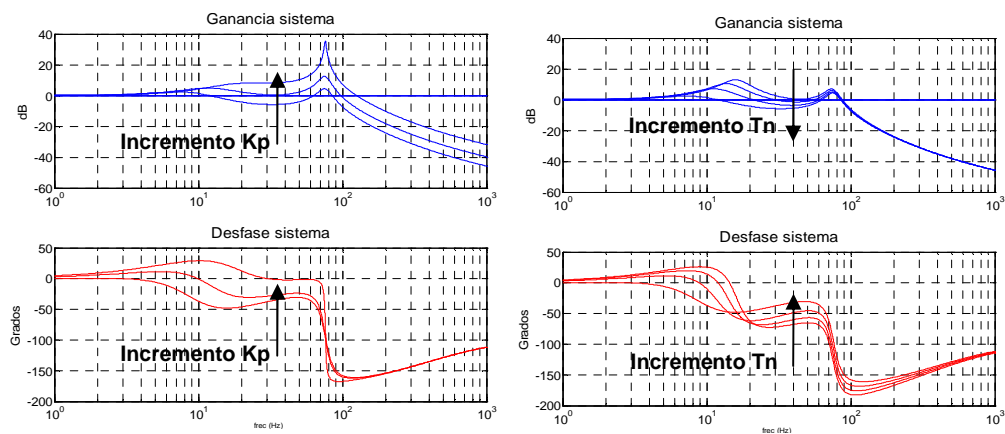


Figura 3.24. Diagrama de Bode de la función de transferencia con un control con PI

En la figura 3.25 se muestra en la gráfica superior el incremento de la tensión de los buses de entrada ΔV_C y en la gráfica inferior las potencias de los inversores, para distintos parámetros del PI. En ambos casos se comparan las dinámicas obtenidas a partir de la simulación del sistema trifásico de la figura 3.4 y las obtenidas a partir del lazo de control de la figura 3.19:

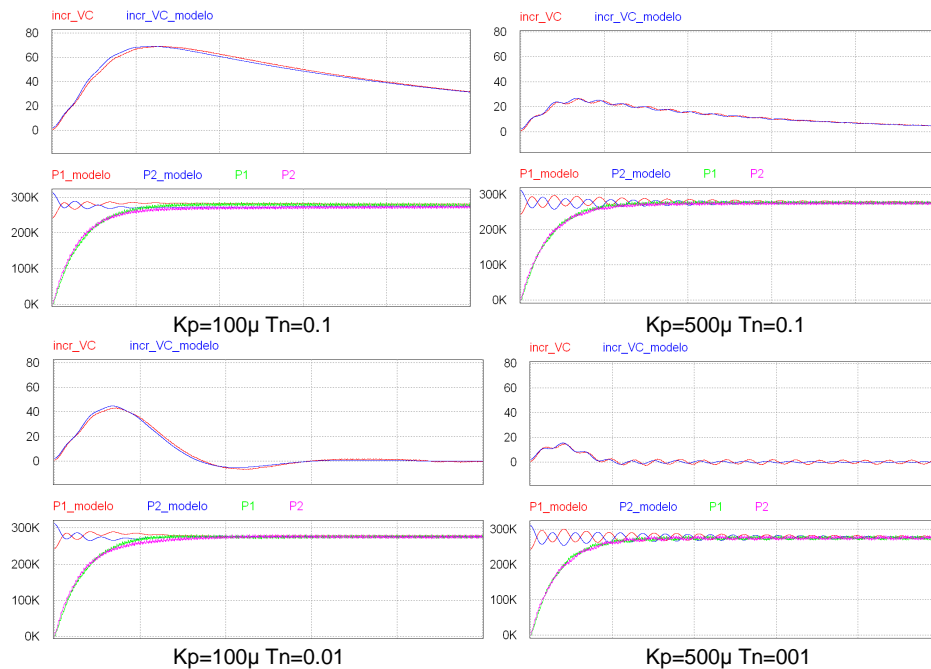


Figura 3.25. Comparación del incremento de la tensión en los buses de entrada y de la potencia de los inversores del sistema trifásico y las obtenidas con el lazo de control

Otro parámetro que afecta a la dinámica del sistema es el tipo de impedancia que ofrece el transformador. Tal y como se ha indicado anteriormente, cuanto más inductiva es ésta más oscilante e inestable se vuelve el sistema, figura 3.26:

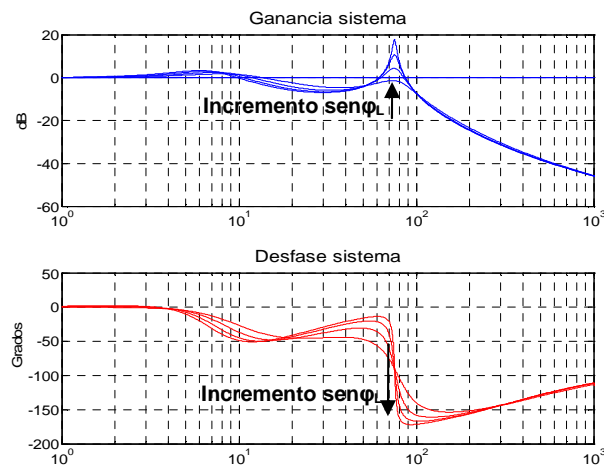


Figura 3.26. Diagrama de Bode para distintos tipos de líneas

3.3.1.2 EVALUACIÓN DE LA SENSIBILIDAD EN EL CONTROL DEL SISTEMA

En este apartado se analizan los ajustes del índice de modulación necesarios en función de los desequilibrios indicados, para conocer si se puede llegar a sobremodular los inversores.

En función del tipo de desequilibrio se requiere una variación del índice de modulación diferente que iguale las potencias activas de los inversores. El incremento del índice de modulación que se debe realizar se obtiene a partir de las amplitudes del modelo monofásico, según (3.14) y (3.31), siendo:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{a}{a + \Delta a} \cdot \left(\frac{m - \Delta m}{m + \Delta m} \right) \quad (3.37)$$

Por otro lado, igualando las potencias activas en el lado de alterna $P_1=P_2$ se llega a la siguiente relación de amplitudes:

$$\frac{E_2}{E_1} = \sqrt{\frac{\frac{\cos(\varphi_{Z_{1d}})}{Z_{1d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L}}{\frac{\cos(\varphi_{Z_{2d}})}{Z_{2d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L}}} \quad (3.38)$$

Igualando (3.37) y (3.38) se obtiene la variación del índice de modulación según el desequilibrio:

$$\Delta m = m \cdot \left(\frac{1 - \frac{a}{a + \Delta a} \cdot \sqrt{\frac{\frac{\cos(\varphi_{Z_{1d}})}{Z_{1d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L}}{\frac{\cos(\varphi_{Z_{2d}})}{Z_{2d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L}}}}{1 + \frac{a}{a + \Delta a} \cdot \sqrt{\frac{\frac{\cos(\varphi_{Z_{1d}})}{Z_{1d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L}}{\frac{\cos(\varphi_{Z_{2d}})}{Z_{2d}} + \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L}}}} \right) \quad (3.39)$$

El incremento del índice de modulación debido a las diferencias consideradas en el número de espiras de los devanados del transformador o en sus inductancias de fugas, es poco significativo, apenas suponen unas centésimas, por lo que no existe riesgo de sobremodular los inversores.

3.3.1.3 DESEQUILIBRIOS DE LA POTENCIA REACTIVA

Mediante las ecuaciones (3.14) (3.31) y (3.39) se conocen las amplitudes de las tensiones E_1 y E_2 del modelo monofásico para cada tipo de desequilibrio y tipo de línea. A partir de dichas amplitudes y según (3.30) se obtiene el transvase de potencia reactiva entre los inversores, por lo que se puede conocer la potencia reactiva en cada uno de ellos para cada tipo de desequilibrio:

i) Desequilibrio en la inductancia de fugas de los primarios del transformador:

Cuando el desequilibrio se produce en las inductancias de fugas de los devanados del primario del transformador, las diferencias de las amplitudes de las tensiones del modelo monofásico son similares a las obtenidas en el lazo abierto y por tanto apenas varía la potencia reactiva de cada inversor respecto al lazo abierto. En la figura 3.27 se muestra la potencia reactiva de ambos inversores en el caso del lazo abierto y en el caso de ajustar la potencia activa con un lazo cerrado mediante el índice de modulación:

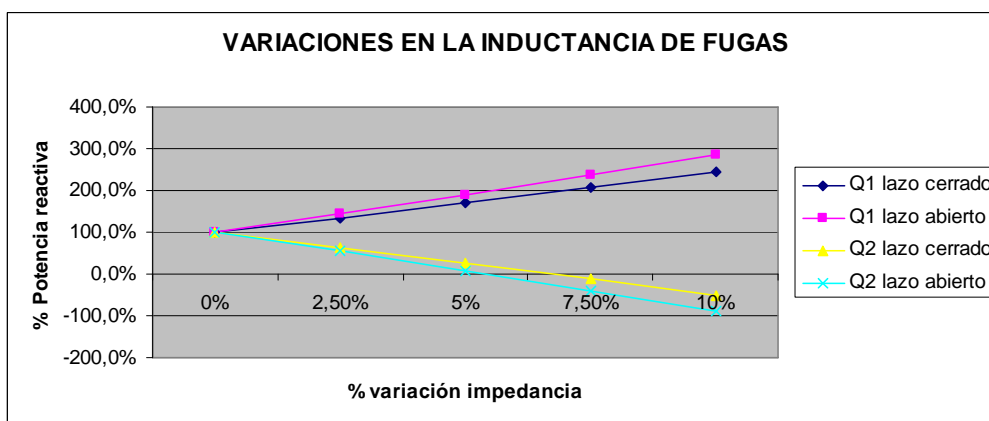


Figura 3.27. Potencia reactiva en función del desequilibrio en la inductancia de fugas

En el gráfico se muestra que cuando no existen diferencias en la inductancia de fugas de un primario respecto al otro, cada inversor entrega la misma potencia reactiva. En función de la diferencia en las inductancias de los devanados, uno de los inversores aumenta la potencia reactiva que suministra, mientras el otro la reduce. A partir de cierto desequilibrio, no sólo uno de los inversores entrega toda la potencia reactiva necesaria en el sistema sino que además entrega reactiva al otro inversor. La diferencia del lazo cerrado respecto al lazo abierto, es que al ajustar las tensiones de los buses de entrada, las diferencias de amplitudes en el lado de alterna se reducen y las diferencias de potencia reactiva son menores.

ii) Desequilibrio en el número de espiras en los primarios del transformador:

Cuando la diferencia se produce en el número de espiras, la diferencia entre el lazo abierto y el lazo cerrado son muy significativas. En el lazo abierto no se transfiere de potencia reactiva entre las fuentes ya que las tensiones de las fuentes del modelo monofásico coinciden. En el lazo cerrado, al ajustar las tensiones de los buses de entrada mediante la variación del índice de modulación, las amplitudes en el lado de alterna no coinciden y se transfiere una potencia reactiva en función del tipo de línea. En la figura 3.28 se muestra la potencia reactiva de ambos inversores en el caso del lazo abierto y en el caso de ajustar la potencia activa mediante el índice de modulación:

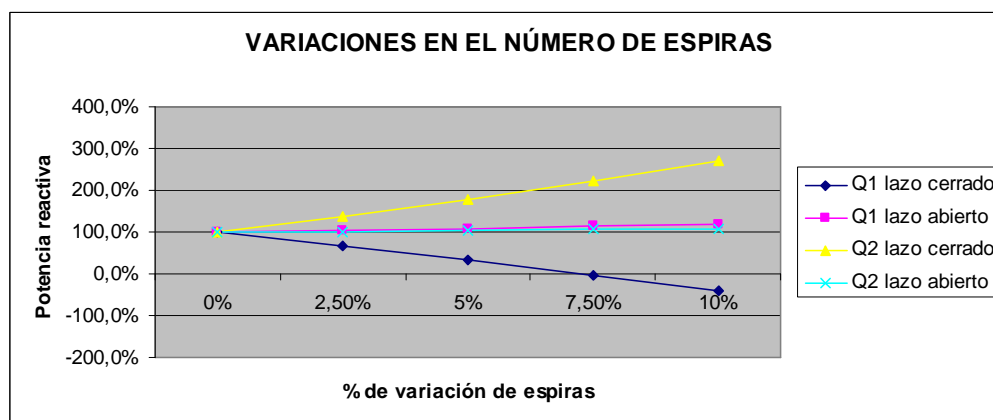


Figura 3.28. Potencia reactiva en función del desequilibrio en el número de espiras

En el lazo abierto las amplitudes de las tensiones de las fuentes del modelo E_i coinciden y la diferencia de potencia reactiva se debe exclusivamente a la variación de las impedancias Z_{1d} y Z_{2d} . En cambio, en lazo cerrado, la amplitud de las fuentes difiere y la potencia transferida entre ellas origina que el desequilibrio de las potencias reactivas se incremente muy significativamente, hasta desequilibrios similares a los obtenidos en el caso anterior.

3.3.2 ANÁLISIS DE LA POTENCIA EN LOS INVERSORES CON EL AJUSTE DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN Y DE LA FASE

El control de la potencia activa de los inversores por medio del ajuste de la amplitud de las tensiones, supone un desequilibrio no controlado de la potencia reactiva. Para mejorar este aspecto, esta tesis propone un control de fase y amplitud para el ajuste de la potencia activa y de la potencia reactiva respectivamente. Debido a que los dos

convertidores se encuentran ubicados en el mismo espacio, la comunicación entre ellos mediante cableado es relativamente sencilla y el control puede actuar sobre la fase y la amplitud en función de la potencia que cada uno está entregando a la carga. Para que ambos inversores entreguen la misma potencia, se puede realizar un control maestro-esclavo. Uno de los inversores mantiene una moduladora cuya amplitud es determinada en función de la tensión de entrada y el otro inversor modifica la fase y la amplitud de la moduladora en función de la diferencia de potencias activas y reactivas medidas entre ambos inversores:

$$\begin{aligned} f(V_{in}) &\rightarrow m_1(t) = m \cdot \sin(\omega t) \\ f(V_{in}, \Delta P, \Delta Q) &\rightarrow m_2(t) = (m + \Delta m) \cdot \sin(\omega t + \delta) \end{aligned}$$

3.3.2.1 AJUSTE DE LA POTENCIA ACTIVA A PARTIR DE LA FASE DE LA MODULADORA

El ajuste de la potencia activa se realiza, al igual que en el caso anterior, comparando la tensión de los buses de entrada. La diferencia de estas tensiones determina el desplazamiento de la moduladora y origina la transferencia de potencia entre los inversores, que iguala las potencias activas y al mismo tiempo elimina la diferencia de tensión entre los condensadores de entrada. El modelo dinámico se obtiene al igual que en el apartado 3.2.3, donde se incluye la potencia transferida debido a la diferencia de fases δ , según se muestra en la figura 3.29:

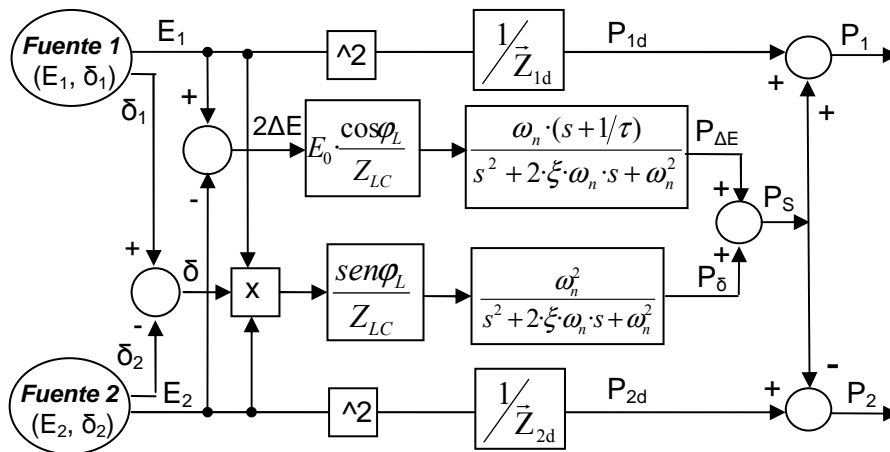


Figura 3.29. Diagrama de bloques para la obtención de la potencia activa

A partir de este modelo, la diferencia de las potencias de los inversores trifásicos en el régimen permanente queda definida de la siguiente forma:

$$P_2 - P_1 \approx 3 \cdot \left(\frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \cos(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \cos(\varphi_{Z1d}) - \right. \\ \left. - 4 \cdot \Delta E \cdot E_0 \frac{\cos \varphi_L}{Z_L} - 2 \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot \frac{\sin \varphi_L}{Z_L} \cdot \delta \right) \quad (3.40)$$

Donde se ha añadido el último término que indica la potencia transferida debido a la diferencia de fase δ .

En la figura 3.30 se muestra el lazo de control que ajusta la fase δ mientras el desequilibrio de la tensión de los buses de entrada no sea compensado ($\Delta V_C \neq 0$). La variación de la fase provoca un transvase de potencia en función de la ganancia K_7 que tiene un transitorio descrito por una respuesta de segundo orden, según se ha descrito en el capítulo 2. Al igual que antes, la potencia transferida también se ve afectada por variaciones en la amplitud que dependen de ΔV_C :

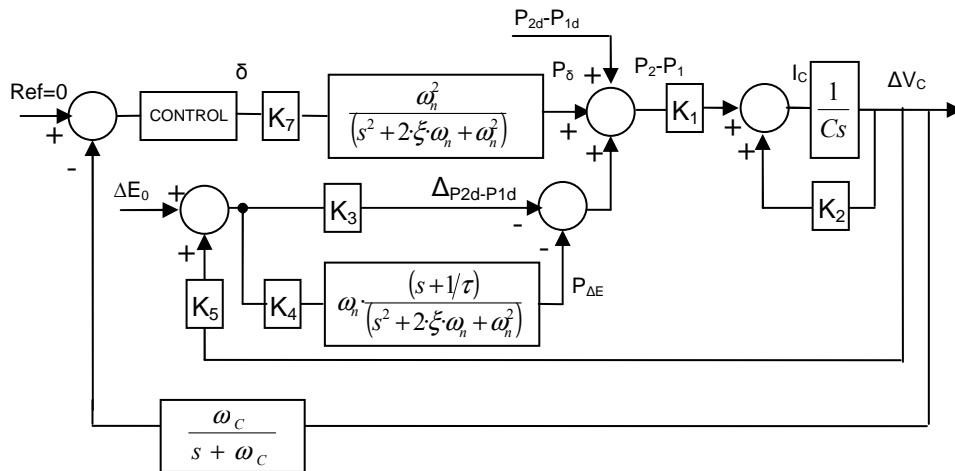


Figura 3.30. Lazo de control para la potencia activa incluyendo el control de fase

Debido a que los incrementos de tensión $\Delta E \ll E_0$, se puede considerar que $E_1 \cdot E_2 \approx E_0^2$ y la constante K_7 indicada en el modelo sería:

$$K_7 = 2 \cdot E_0^2 \cdot \frac{\sin(\varphi_L)}{Z_L} \quad (3.41)$$

Realizando sucesivas transformaciones en el modelo, se obtiene la función de transferencia que define la dinámica del sistema. En primer lugar, el lazo del integrador se representa como una función de transferencia $F_1(s)$ y las potencias debidas a los

incrementos de tensión del bus $\Delta P_{2d}-P_{1d}$ y $P_{\Delta E}$ se agrupan en la función de transferencia $F_2(s)$ según se muestra en la figura 3.31:

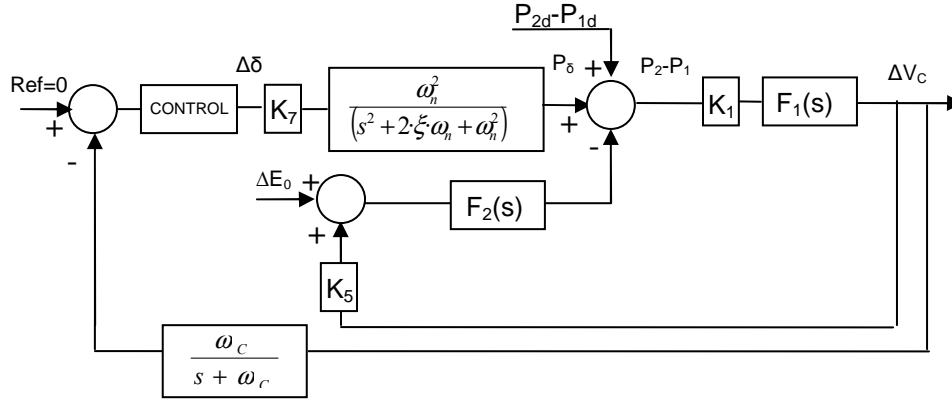


Figura 3.31. Primera agrupación de bloques en el lazo de control incluyendo control de fase

Las funciones de transferencia $F_1(s)$ y $F_2(s)$ tienen las siguientes expresiones:

$$F_1(s) = \frac{1}{Cs - K_2} \quad (3.42)$$

$$F_2(s) = K_3 - K_4 \cdot \omega_n \cdot \frac{(s + 1/\tau)}{(s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2)} \quad (3.43)$$

Posteriormente se obtiene la función de transferencia del lazo interno $F_3(s)$:

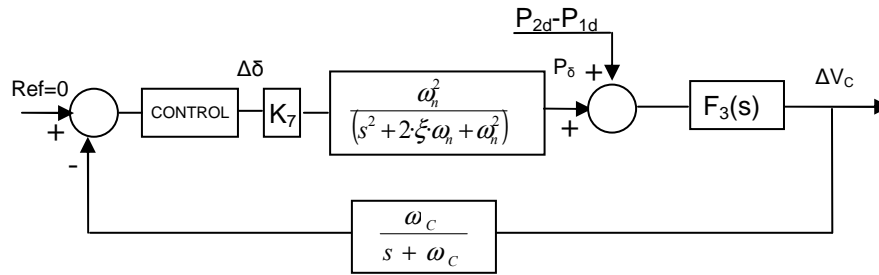


Figura 3.32. Segunda agrupación de bloques en el lazo de control incluyendo control de fase

En este caso $F_3(s)$ tiene la siguiente expresión:

$$F_3(s) = \frac{K_1 \cdot F_1(s)}{1 + K_5 \cdot K_1 \cdot F_1(s) \cdot F_2(s)} \quad (3.44)$$

Finalmente, el comportamiento dinámico del sistema queda definido por la siguiente función de transferencia:

$$F_{LC}(s) = \frac{CONTROL \cdot K_7 \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + \omega_n^2} \cdot F_3(s)}{1 + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot CONTROL \cdot K_7 \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + \omega_n^2} \cdot F_3(s)} \quad (3.45)$$

En la figura 3.33 se representa el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto sin el algoritmo de control:

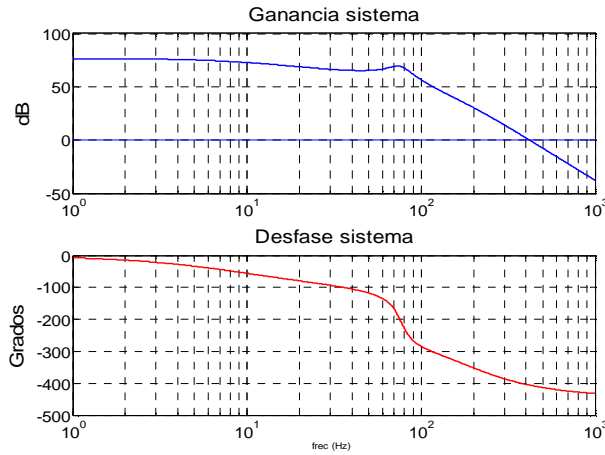


Figura 3.33. Diagrama de Bode de la función de transferencia

El sistema es nuevamente inestable por lo que se requiere de algún tipo de control para llevarlo a la estabilidad. Al igual que en el caso anterior, se puede incorporar un PI para ajustar el ancho de banda y el margen de fase, mediante los parámetros K_p y T_n . En la figura 3.34 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado donde los valores del PI utilizados son $K_p=80\mu$ y $T_n=0.01$. También se incluye la respuesta temporal donde se compara la dinámica del sistema trifásico con la obtenida en el modelo. La potencia trifásica de los inversores es filtrada para atenuar los armónicos de conmutación perdiendo de este modo la información sobre el transitorio. Sin embargo, éste se aprecia perfectamente en la medida del incremento de la tensión del bus de entrada de los inversores, donde se observa que la predicción del lazo de control se asemeja en gran medida al obtenido en el sistema trifásico.

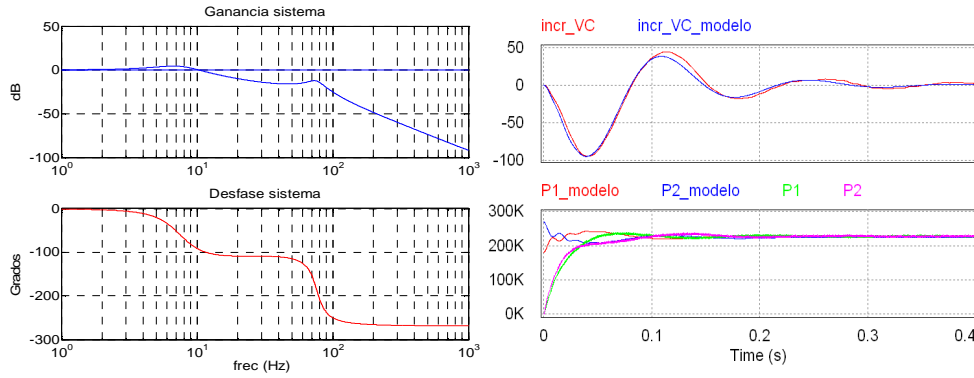


Figura 3.34. Diagrama de Bode y comparación de la respuesta temporal del incremento de la tensión en los buses de entrada con la potencia de los inversores

El ajuste de la potencia activa mediante el desplazamiento de la fase de la moduladora, consigue igualar las tensiones de los buses de entrada sin variar los índices de modulación. Por tanto, no se afecta al desequilibrio existente en la potencia reactiva, quedando otra variable de control disponible para su ajuste.

3.3.2.2 AJUSTE DE LA POTENCIA REACTIVA A PARTIR DE LA AMPLITUD DE LA MODULADORA

El modelo que define la potencia reactiva de una de las fases de los inversores se muestra en la figura 3.35:

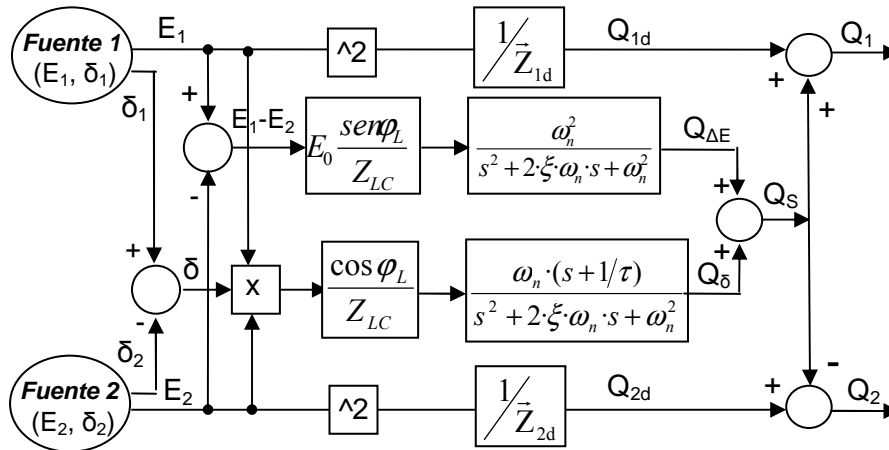


Figura 3.35. Diagrama de bloques para la obtención de la potencia reactiva

La diferencia de potencia reactiva se puede definir en función de los parámetros del lado de alterna de la siguiente forma:

$$Q_2 - Q_1 \approx 3 \cdot \left(\frac{E_2^2}{Z_{2d}} \cdot \text{sen}(\varphi_{Z2d}) - \frac{E_1^2}{Z_{1d}} \cdot \text{sen}(\varphi_{Z1d}) - \right. \\ \left. - 2E_0 \cdot (E_1 - E_2) \frac{\text{sen}\varphi_L}{Z_L} - 2 \cdot E_1 \cdot E_2 \cdot \frac{\cos\varphi_L}{Z_L} \cdot \delta \right) \quad (3.46)$$

En este caso, el control implementado modifica que la tensión E_2 mediante la variación del índice de modulación mientras que E_1 permanece con un índice de modulación fijo. Además, las tensiones de las fuentes E_i se ven alteradas en función de las tensiones de los buses de entrada, siendo sus amplitudes dependientes de los siguientes parámetros:

$$E_1 = \frac{V_0 + \Delta V_c \cdot m}{2 \cdot a} \quad \text{y} \quad E_2 = \frac{V_0 - \Delta V_c \cdot m + \Delta m}{2 \cdot a + \Delta a} \quad (3.47)$$

Introduciendo estas variables en (3.46) la diferencia de potencias reactivas queda:

$$Q_2 - Q_1 \approx 3 \cdot \left(\left(\frac{V_0 \cdot m}{2 \cdot a} \right)^2 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} - \left(\frac{V_0 \cdot m}{2 \cdot a} \right)^2 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} - \right. \\ \left. - \Delta V_c \cdot \frac{V_0}{2} \cdot \left(\frac{m}{a} \right)^2 \cdot \left(\frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} + \frac{\text{sen}(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} \right) + \right. \\ \left. + 2 \cdot \frac{\Delta m \cdot m}{a^2} \cdot \left(\frac{V_0}{2} \right)^2 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} - \right. \\ \left. - \Delta V_c \cdot V_0 \cdot \left(\frac{m}{a} \right)^2 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} - 2 \cdot \left(\frac{V_0 \cdot m}{2 \cdot a} \right)^2 \cdot \left(\frac{\Delta a}{a + \Delta a} \right) \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} \right. \\ \left. + 2 \cdot \left(\frac{V_0}{2} \right)^2 \cdot \frac{\Delta m \cdot m}{a^2} \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} - 2 \cdot \left(\frac{V_0 \cdot m}{2 \cdot a} \right)^2 \cdot \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L} \cdot \delta \right) \quad (3.48)$$

Los términos de la primera línea de la expresión corresponden al desequilibrio inicial en función de la diferencia en las impedancias de los devanados del primario del transformador ($Q_{2d}-Q_{1d}$). En la segunda y tercera línea se expresan las potencias extra que se entregan a la carga debido a las variaciones de la tensión en el bus de entrada ($\Delta Q_{2d}-Q_{1d_AV}$) y del índice de modulación (ΔQ_{2d_Am}) respectivamente. En la cuarta línea, se indica la potencia que se transfiere entre las fuentes debido a las variaciones de la tensión del bus de entrada (Q_{S_AV}) y la potencia que se transfiere entre las fuentes en el caso de existir una diferencia de amplitud inicial ΔE_0 (Q_{S_Aa}). En la quinta línea se expresa

la potencia transferida en función de la variación del índice de modulación y de la fase ($Q_{S_Δm}$ y $Q_δ$).

Considerando la variación de la tensión en el lado de alterna debido al índice de modulación como:

$$\Delta E_{\Delta m} = \Delta m \cdot K_8 \quad \text{con} \quad K_8 = \frac{V_0}{2} \quad (3.49)$$

Y la variación de la tensión en el lado de alterna debido a la variación de la tensión de los buses como:

$$\Delta E_{\Delta V} = \Delta V_C \cdot K_9 \quad \text{con} \quad K_9 = \frac{1}{2} \cdot \frac{m}{a} \quad (3.50)$$

La ecuación (3.48) se puede reescribir de la siguiente forma:

$$Q_2 - Q_1 \approx 3 \cdot \left(\begin{aligned} & E_0^2 \cdot \left[\frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} - \frac{\text{sen}(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} \right] - \\ & - 2 \cdot E_0 \cdot \Delta E_{\Delta V} \cdot \left(\frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} + \frac{\text{sen}(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} \right) + \\ & + 2 \cdot E_0 \cdot \Delta E_{\Delta m} \cdot \left(\left(\frac{a}{a + \Delta a} \right)^2 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} \right) - \\ & - 4 \cdot E_0 \cdot \Delta E_{\Delta V} \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} + 2 \cdot E_0 \cdot \Delta E_{\Delta m} \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} - \\ & - 2 \cdot E_0 \cdot \Delta E_0 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} - 2 \cdot E_0^2 \cdot \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L} \cdot \delta \end{aligned} \right) \quad (3.51)$$

A partir de (3.49), (3.50) y (3.51) se obtiene el lazo de control que determina el ajuste de la potencia reactiva que se incorpora al lazo anteriormente estudiado, figura 3.36:

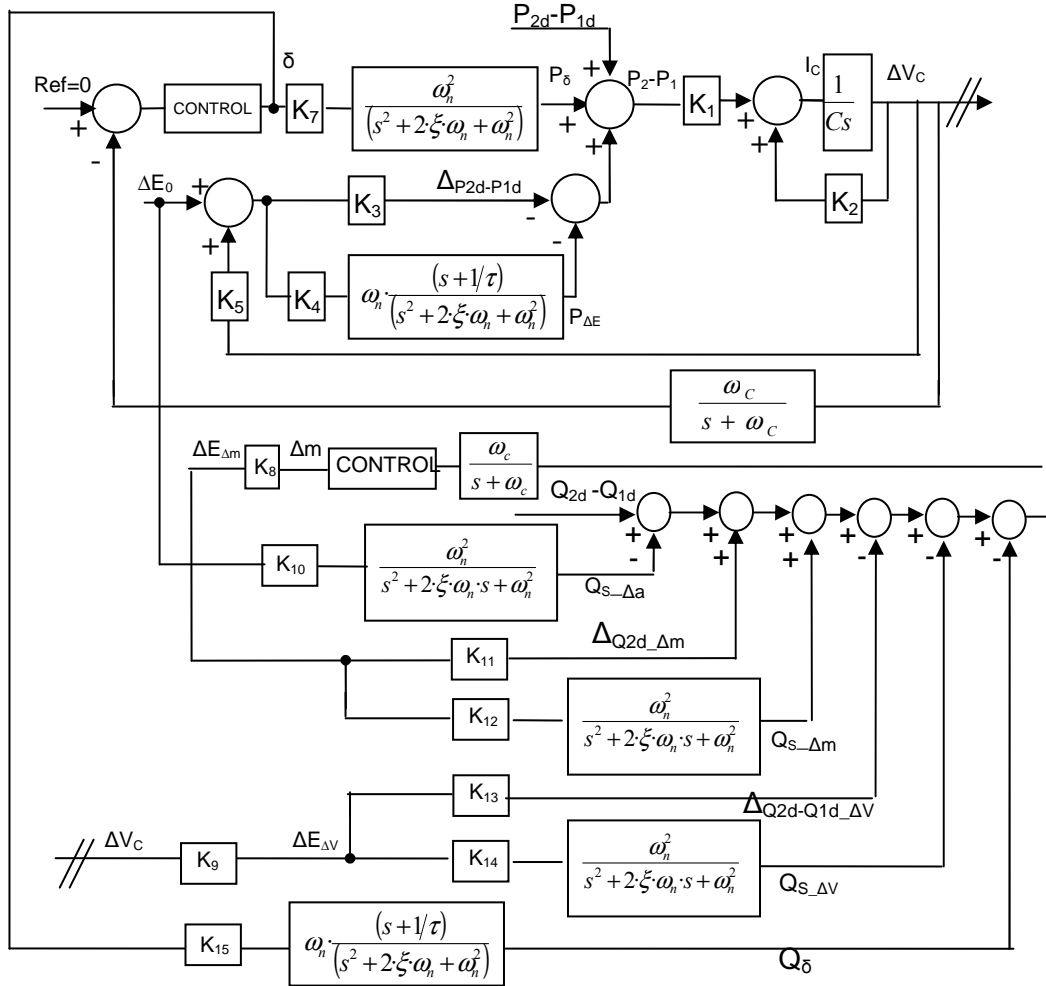


Figura 3.36. Lazo de control para la potencia reactiva incluyendo el control de fase y amplitud

La constante K_{10} representa la potencia transferida entre los inversores por un desequilibrio inicial debido a la diferencia en la relación de transformación. Las constantes K_{11} y K_{12} representan la influencia de la variación del índice de modulación en la potencia asociada a la carga Z_{id} y a la transferencia de potencia entre los inversores respectivamente. Las constantes K_{13} y K_{14} representan la potencia reactiva asociada a la carga Z_{id} y a la transferida en función de la variación en la tensión de los buses de entrada. La constante K_{15} representa la potencia reactiva transferida en función de la variación de la fase. Tanto para K_{10} , K_{12} , K_{14} como para K_{15} se tiene en cuenta la dinámica introducida por la línea (impedancia de fugas del transformador) en la transferencia de la potencia.

$$\begin{aligned}
K_{10} &= 2 \cdot E_0 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} \\
K_{11} &= 2 \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} \right) \\
K_{12} &= 2 \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} \right) \\
K_{13} &= 2 \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\text{sen}(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} + \frac{\text{sen}(\varphi_{Z1d})}{Z_{1d}} \right) \\
K_{14} &= 4 \cdot E_0 \cdot \frac{\text{sen}(\varphi_L)}{Z_L} \\
K_{15} &= 2 \cdot E_0^2 \frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L}
\end{aligned} \tag{3.52}$$

De todas las potencias reactivas consideradas, las más importantes en cuanto a magnitud son las potencias transferidas a través de la impedancia Z_L debido a las diferencias en el valor eficaz de la tensión de salida de los inversores, es decir las potencias Q_{S_AV} y Q_{S_Aa} y Q_{S_Am} . Las dos primeras se pueden considerar como perturbaciones en las amplitudes de la tensión que deben de ser compensadas. Mediante el ajuste del índice de modulación se consigue transferir potencia entre los inversores, Q_{S_Am} , para compensar la perturbación inicial Q_{1d} - Q_{2d} y las generadas por estas diferencias de tensiones.

Por otra parte, existe un acoplamiento entre los lazos de control de potencia activa y reactiva. El ajuste de la fase influye en la potencia reactiva a través de la potencia definida como Q_δ , pero además, el ajuste del índice de modulación supone una variación en la amplitud de la tensión afectando también a la potencia activa consumida.

Por un lado, supone un incremento en la potencia consumida por la carga (Δ_{P2d_Am}). Esta potencia se corresponde con la definida como Δ_{Q2d_Am} para la potencia reactiva y se incorpora al lazo de control mediante una constante K_{16} :

$$\Delta_{P2d_Am} = \Delta E_{Am} \cdot K_{16} \quad \text{con} \quad K_{16} = 2 \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\cos(\varphi_{Z2d})}{Z_{2d}} \right) \tag{3.53}$$

Por otro lado, se produce una transferencia de potencia entre los inversores (P_{S_Am}) que se correspondería a la potencia reactiva considerada como Q_{S_Am} y que se incorpora al

lazo de control mediante una constante K_{17} , donde hay que tener en cuenta la dinámica en la transferencia de potencia activa debido a variaciones en la amplitud:

$$P_{S_ \Delta m} = \Delta E_{\Delta m} \cdot K_{17} \quad \text{con} \quad K_{17} = 2 \cdot E_0 \cdot \left(\frac{\cos(\varphi_L)}{Z_L} \right) \quad (3.54)$$

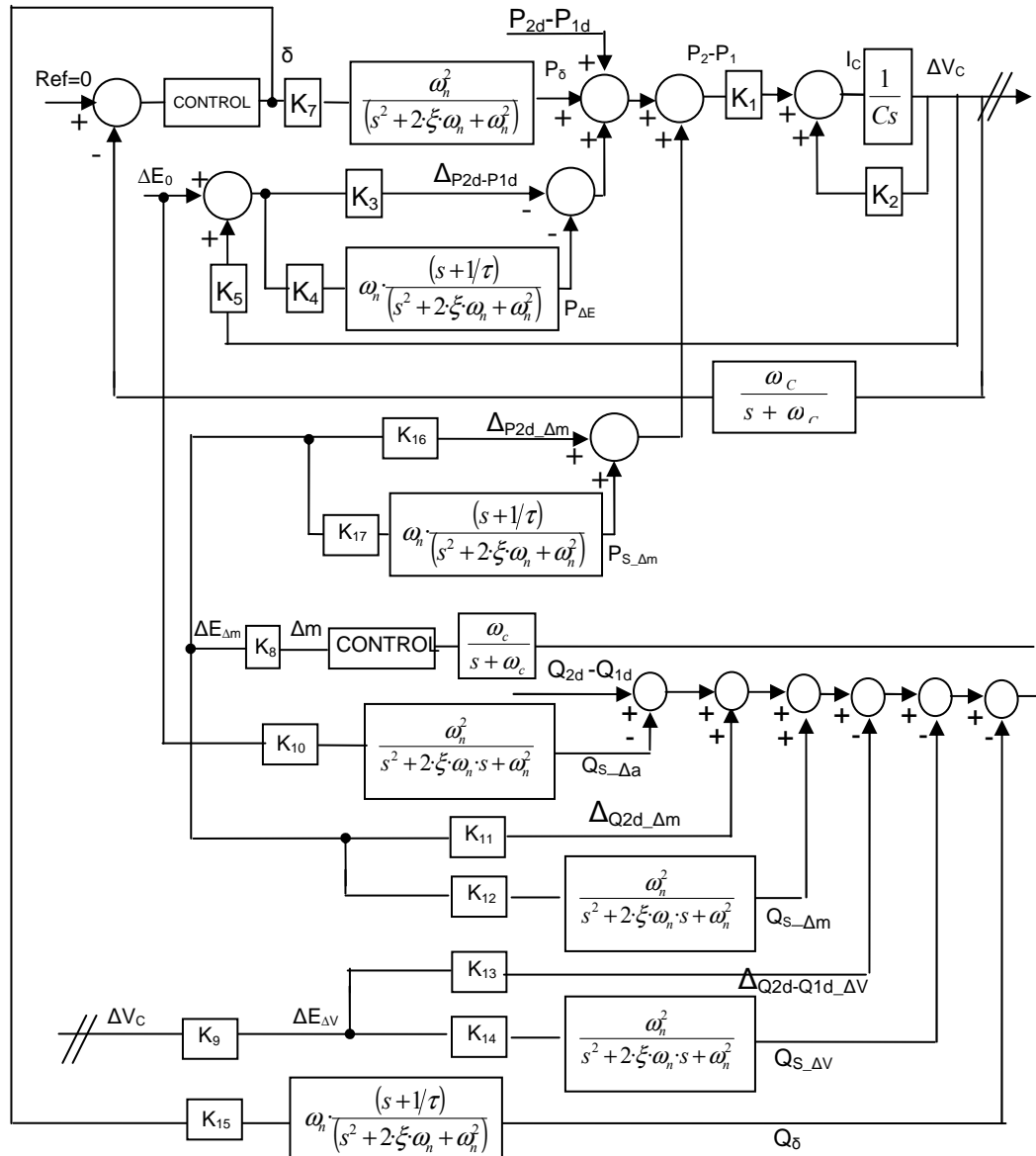


Figura 3.37. Acoplamiento entre los lazos de control de potencia activa y reactiva

Este acoplamiento de los lazos de control, pese a ser poco significativo en el régimen permanente, puede tener gran repercusión en el régimen transitorio. Según se analizó en el capítulo 2, durante el transitorio la sobreoscilación en la potencia activa ante variaciones introducidas por la diferencia del valor eficaz de las tensiones ofrecidas por ambos inversores es muy elevada, varias veces por encima de su valor de régimen permanente. Por tanto, los cambios aplicados sobre el índice de modulación pueden afectar de forma negativa a la estabilidad del sistema. En la figura 3.38 se compara la dinámica en la variación de la tensión en los buses de entrada y de la potencia del sistema trifásico con la obtenida a partir de los modelos de las figuras 3.36 y 3.37, es decir sin tener en cuenta la influencia que la variación del índice de modulación ejerce sobre el control de la potencia activa o incluyendo este efecto. La potencia del sistema trifásico está filtrada para atenuar los amónicos de conmutación por lo que no se aprecia el transitorio en la potencia, sin embargo éste queda reflejado en la variación de la tensión de la gráfica superior.

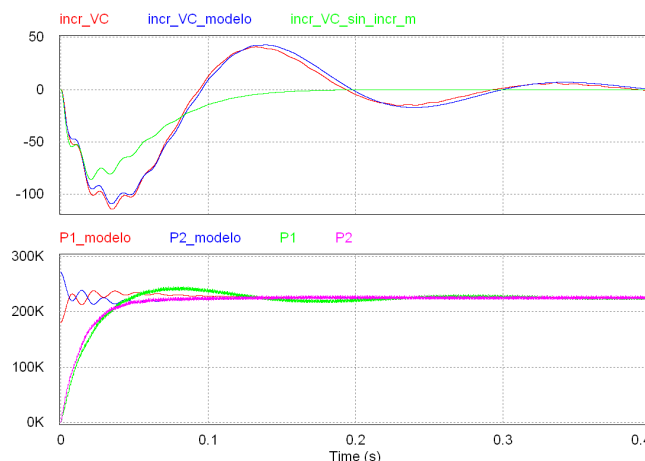


Figura 3.38. Comparación del incremento de la tensión en los buses de entrada y de la potencia de los inversores del sistema trifásico con las obtenidas a partir del lazo de control considerando y sin considerar el acoplamiento entre los lazos

A partir de esta figura se observa el efecto desestabilizador del ajuste del índice de modulación sobre el control de la potencia activa. Se corrobora la importancia de desacoplar los lazos de control ya que, aunque las influencias de las variaciones de fase en el control de la potencia reactiva o de la amplitud en el control de la potencia activa son mínimas en el régimen permanente, dificultan notablemente el control del sistema. Para desacoplar ambos lazos se requiere implementar dinámicas muy diferentes en el control de la potencia activa y reactiva. En primer lugar se ajustaría la potencia activa igualando las tensiones de los buses de entrada y, posteriormente, se equilibraría la potencia reactiva.

3.4 ANÁLISIS DEL MODO COMÚN

En este apartado se van a analizar las tensiones y corrientes en modo común en distintas partes del sistema, con el fin de conocer los caminos principales de la corriente y así poder mitigar o reducir la contaminación electromagnética generada por la conmutación de los inversores.

Para realizar el estudio del modo común, se propone un modelo simplificado del sistema que consta de todos los elementos más relevantes que participan en la fuga de corrientes a tierra, es decir, la fuente de tensión de modo común y las impedancias en alta frecuencia que tienen los distintos elementos que componen el sistema: bus DC, inversor trifásico y transformador y bus AC, tal y como se muestra en la figura 3.39:

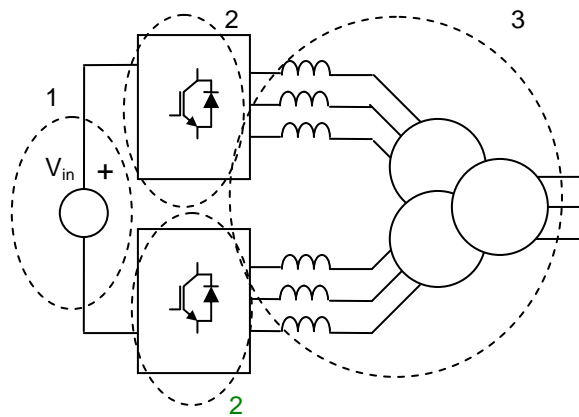


Figura 3.39. Convertidor de alimentación de los sistemas auxiliares

A continuación se describen brevemente cada uno de los elementos presentados:

1. En primer lugar hay que considerar si el bus DC que alimenta el inversor está o no aislado de la tierra del sistema, ya que hay que considerar una capacidad parásita entre el bus DC y la tierra (C_{bg}) en el caso del sistema aislado. Este podría ser el caso en el que el sistema auxiliar está alimentado desde el bus de los motores de tracción. En cambio, si el bus de continua está conectado a tierra, como es el caso de la alimentación a partir de la catenaria, esta capacidad se puede considerar que está cortocircuitada y no se tendría en cuenta en el modelo de modo común (figura 3.40):

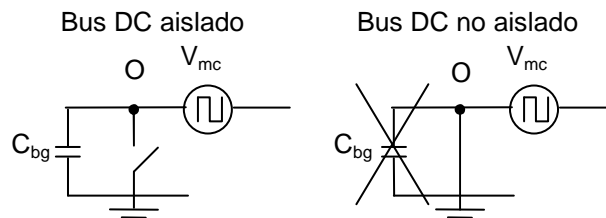


Figura 3.40. Capacidad parásita del bus de entrada del convertidor

En el análisis que se realiza a continuación se considera que el bus DC está aislado y se incluye la capacidad parásita C_{bg} .

2. El inversor trifásico tiene unas capacidades parásitas entre los IGBTs y el radiador, que a su vez también está conectado a tierra. Estas capacidades se suponen despreciables respecto a las otras consideradas en el sistema. Además los inversores trifásicos son los elementos que generan las tensiones en modo común, V_{mci} , según se ha descrito en el capítulo 2.
3. El transformador, debido a su configuración de arrollamientos muestra diversas capacidades parásitas: entre espiras, entre espiras y núcleo magnético, entre espiras y tierra, entre arrollamientos y tierra, entre arrollamientos y núcleo magnético, entre primario y secundario y entre neutro y tierra. Para modelarlo se concentran las capacidades parásitas de forma que se considera una capacidad entre los devanados de los primarios y del secundario (C_{p_s}), y entre las fases y tierra. Como el secundario del transformador se conecta a la tierra del tren, esta capacidad sólo se considera en el primario ($C_{f_p_gr}$). Además, el transformador muestra una impedancia al paso de la corriente que se representa mediante la inductancia de fugas con una capacidad parásita en paralelo (C_{fi}). En la figura 3.41 se muestra el modelo del transformador, donde la capacidad parásita entre fases y tierra en el primario se divide en dos que se representan a ambos lados de la inductancia de fugas del transformador:

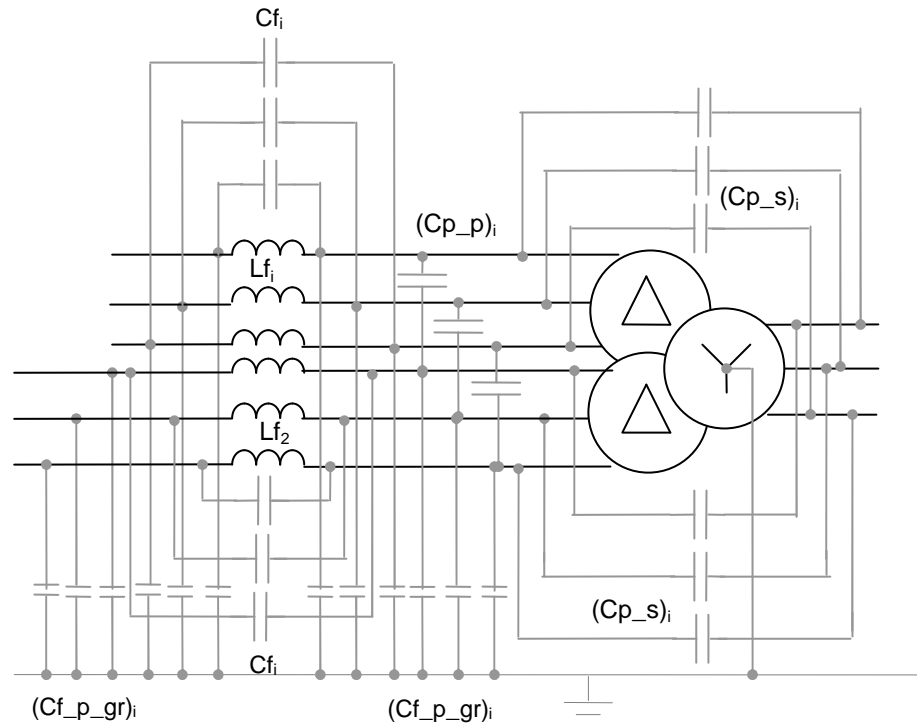


Figura 3.41. Modelo del transformador

El modelo en modo común del conjunto se muestra en la figura 3.42:

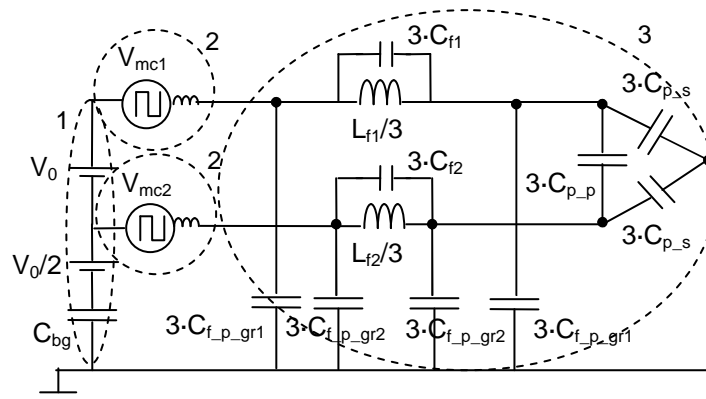


Figura 3.42. Modelo en modo común del convertidor

Este modelo se puede transformar en otro equivalente. Para ello, se transforma el triángulo de capacidades a una configuración en estrella y se agrupan las impedancias según se muestra en la figura 3.43:

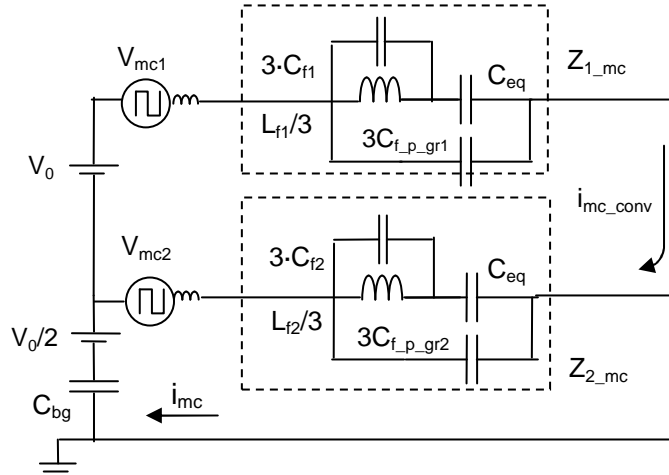


Figura 3.43. Transformación del modelo en modo común del convertidor

Donde el valor de la capacidad C_{eq} , corresponde con la indicada a continuación:

$$C_{eq} = \left(3 \cdot C_{p-s} \parallel \frac{3}{2} C_{p-s} \right) + 3 \cdot C_{f-p-gr} \quad (3.56)$$

Aplicando el teorema de la superposición se puede conocer los efectos de cada una de las fuentes de tensión en el modo común del sistema. Por un lado, las fuentes de continua cargan los condensadores del convertidor 1 a una tensión de $3/2V_0$ y los del convertidor 2 a $V_0/2$. Por otro lado, las fuentes indicadas como V_{mci} provocan la circulación de corriente de modo común entre los propios convertidores y entre éstos y tierra, indicados en la figura anterior como i_{mc_conv} e i_{mc} respectivamente.

Para obtener las corrientes de modo común se deben conocer las tensiones V_{cmi} de cada uno de los inversores, definidas en el capítulo anterior, y las impedancias del sistema cuya magnitud depende de la frecuencia. Con el fin de poder describir estas corrientes, se han estimado unos valores para las impedancias indicadas que son los siguientes:

C_{bg}	L_f	C_{fi}	C_{f-p-gr}	C_{p-p}	C_{p-s}
10nF	360μH	20nF	25nF	50nF	50nF

En la figura 3.44 se muestra la impedancia existente entre cada una de las fuentes de modo común y tierra: $Z_{i_mc} + Z_{Cbg}$ y entre ambas fuentes de modo común $Z_{1_mc} + Z_{2_mc}$:

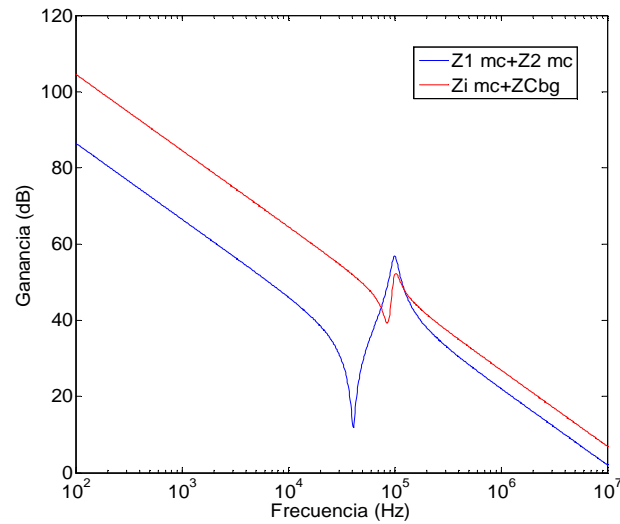


Figura 3.44. Impedancias del sistema en función de la frecuencia

Como los inversores conmutan utilizando la técnica de interleaving, las tensiones de modo común están desfasadas 180° y en cada conmutación se produce un flujo de corriente entre ellos que oscila a una frecuencia de resonancia de la impedancia $Z_{1_mc}+Z_{2_mc}$ que, según los parámetros considerados, se produciría alrededor de 50KHz. También se produce un flujo de corriente a tierra de menor magnitud y cuyas oscilaciones se producen a la frecuencia de resonancia de la impedancia $Z_{i_mc}+Z_{Cbg}$. En la figura 3.45 se muestran las envolventes de los espectros de frecuencias de las corrientes indicadas:

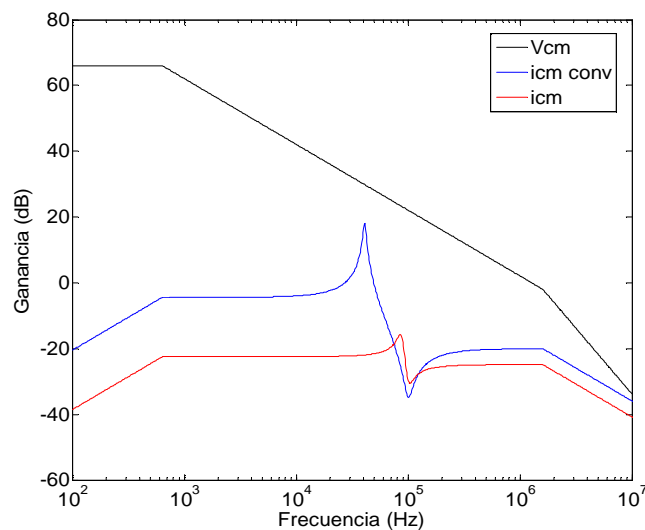


Figura 3.44. Corrientes en modo común en función de la frecuencia

CAPÍTULO 4

Alimentación distribuida mediante dos convertidores situados en las cabezas tractoras del tren

4.1 INTRODUCCIÓN

La alimentación de la red auxiliar de trenes se realiza habitualmente mediante dos convertidores situados en las cabezas tractoras del tren. Ambos convertidores generan un bus trifásico que recorre el tren y al que se conectan las cargas de los distintos coches. Sin embargo, los convertidores no se conectan directamente y un contactor divide el bus AC en dos tramos. Durante el funcionamiento normal, el contactor permanece abierto y cada convertidor alimenta las cargas conectadas a uno de los tramos, el correspondiente a los coches más cercanos. Sólo en el caso de que uno de los convertidores deba ser desconectado por algún tipo de fallo, el contactor se cierra y las cargas quedan alimentadas desde el otro convertidor, que puede seguir alimentando total o parcialmente las cargas en función de su sobredimensionamiento. En la figura 4.1 se muestra un esquema de este modo de alimentación:

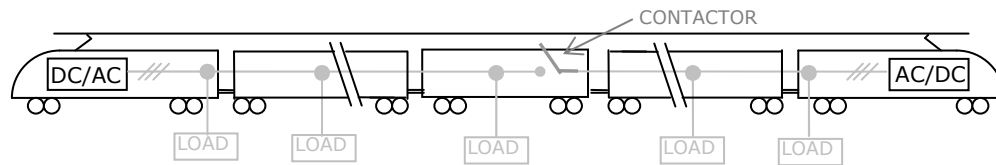


Figura 4.1. Alimentación del sistema auxiliar de un tren mediante dos convertidores ubicados en los extremos del tren

Cada convertidor consta de al menos un inversor trifásico conectado al bus DC de alimentación, un transformador de aislamiento y un filtro de salida que amortigua los armónicos de conmutación. El bus DC puede ser el utilizado por los motores de tracción, un bus específico para sistemas auxiliares o la catenaria. En todos los casos, mediante el ajuste del índice de modulación, se obtiene un bus AC trifásico cuyo valor eficaz de tensión entre fases es 400V y la frecuencia fundamental es 50Hz.

Debido al elevado nivel de tensión que debe soportar el equipo y las elevadas potencias que debe de manejar, la frecuencia de conmutación del inversor es relativamente baja, generalmente entre 700-1100Hz. Esto implica que la frecuencia de corte del filtro de salida debe ser también baja, con el fin de obtener una tensión en el bus de salida con un ratio de distorsión total inferior al 8%, según se especifica en la norma EN 50533. Este filtro se diseña habitualmente aprovechando la inductancia de fugas del transformador junto con unos condensadores a la salida del convertidor. La inductancia de fugas del transformador es del orden de varios cientos de μH y, para obtener la frecuencia de corte necesaria, los condensadores del filtro tienen una capacidad relativamente grande, por lo que demandan una gran cantidad de potencia reactiva. En la figura 4.2 se muestra la configuración típica de los convertidores de potencia del sistema auxiliar, donde \vec{Z}_{tr} es la impedancia que muestra el transformador al paso de la corriente, es decir, la formada por la inductancia de fugas junto a la resistencia serie de los devanados y $C_{fil_Δ}$ son las capacidades de los condensadores en la configuración en triángulo.

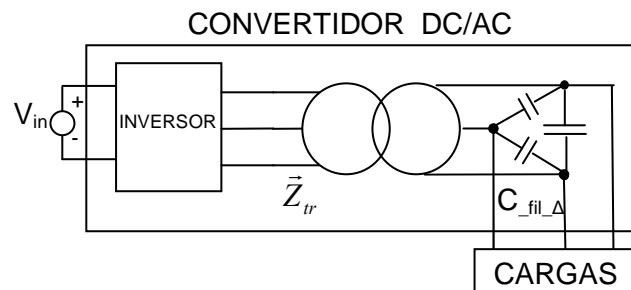


Figura 4.2. Configuración del convertidor

Las exigencias en cuanto a fiabilidad y calidad de suministro son cada vez mayores y existe un interés creciente en la simplificación de los sistemas de alimentación, siendo un objetivo la alimentación de las cargas a partir de una única red alimentada con los dos equipos operando en paralelo. Para ello se debe eliminar el contactor que, después de los ventiladores de refrigeración, es el siguiente elemento con mayores probabilidades de fallo y necesidades de mantenimiento. El funcionamiento de ambos convertidores conectados directamente en paralelo sólo es posible si se garantiza una adecuada sincronización de las tensiones generadas por cada uno de ellos. En caso contrario, se produciría un flujo de potencia inaceptable entre ambos convertidores.

La sincronización puede ser realizada mediante la utilización de equipos PLL (Phase Locked Loop). Sin embargo, el hecho de que los convertidores ofrezcan tensiones sincronizadas, no asegura el reparto equilibrado de las potencias. Sólo si las cargas estuvieran simétricamente distribuidas respecto a la mitad del tren y los dos convertidores fueran iguales, ambos entregarían la misma potencia. En las instalaciones reales, debido a la dispersión en los parámetros de los elementos de los convertidores y a la distribución variable de las cargas en el bus AC, la potencia suministrada por cada uno de ellos es diferente.

Este capítulo se centra en el análisis de la dinámica de la potencia suministrada por los convertidores operando en paralelo. Basándose en la teoría desarrollada en el capítulo 2, se proponen modelos capaces de predecir la potencia de los convertidores cuyo control se ha particularizado para la técnica Droop control. Esta técnica, que se emplea en sistemas de alimentación distribuida y microrredes, consiste en variar la frecuencia y la amplitud de la tensión ofrecida por cada inversor, con el fin de ajustar las potencias activa y reactiva suministradas. Además, se analizan otros aspectos de la alimentación con convertidores conectados en paralelo como son los transitorios en el momento de la conexión de los dos convertidores, el efecto de las cargas no lineales y de las cargas monofásicas, así como la influencia de las estrategias de conmutación empleadas tanto en el modo diferencial como en el modo común.

4.2 CONEXIÓN DE LOS CONVERTIDORES EN PARALELO

Como el reparto de las cargas a lo largo del tren no es homogéneo y el estado de conexión de las mismas varía con el tiempo, la impedancia que ve cada convertidor es diferente y, en ausencia de control, la potencia entregada por los convertidores no coincidirá. Dada la complejidad de la red auxiliar, es necesario realizar un análisis previo con objeto de identificar los parámetros que determinan el reparto de la potencia.

Al igual que en los capítulos anteriores, se realizan simplificaciones en el sistema hasta obtener un sistema monofásico de fuentes ideales a partir del cual se analizará la potencia de los convertidores. En primer lugar se considera que sólo una carga está conectada, por ejemplo la correspondiente al coche 2 tal y como se muestra en la figura 4.3, de forma que la impedancia entre el punto de conexión de la carga y los convertidores no coincide:

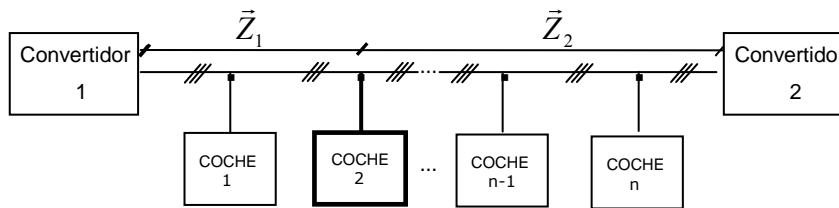


Figura 4.3. Dos convertidores alimentando una carga no centrada

De acuerdo con la notación señalada en la figura, el módulo de la impedancia entre el convertidor 1 y la carga sería Z_1 mientras que entre el convertidor 2 y la carga sería Z_2 , siendo $Z_2 > Z_1$. Esta distribución de cargas podría representarse en un modelo monofásico equivalente tal como se muestra en la figura 4.4, donde las fuentes de tensión representan a los convertidores y la carga se identifica como \vec{Z}_{carga} .

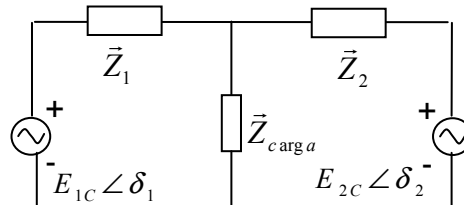


Figura 4.4. Modelo monofásico equivalente con impedancias conectadas en T

Con el fin de determinar las impedancias que definen la potencia transferida entre ambos convertidores y el desequilibrio en el reparto de la carga, se realiza una transformación del modelo a otro equivalente cuyas impedancias están conectadas en Π , según se ha indicado en el capítulo 2, resultando el circuito de la figura 4.5:

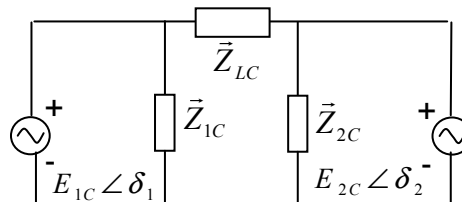


Figura 4.5. Modelo monofásico equivalente con impedancias conectadas en Π

Las impedancias \vec{Z}_{1C} y \vec{Z}_{2C} corresponden a la parte de la carga que alimenta cada convertidor y están determinadas por el tramo de línea entre el convertidor y la carga. Resulta inmediato observar que si ambos inversores operan con igual tensión y fase, estas impedancias determinan la asimetría en el reparto de potencias, tanto activa como reactiva, de ambos convertidores:

$$\frac{\vec{S}_1}{\vec{S}_2} \approx \frac{\vec{Z}_{2C}}{\vec{Z}_{1C}} \quad (4.1)$$

Por otra parte, \vec{Z}_{LC} corresponde en su mayor parte a la impedancia total de la línea de alimentación, tal y como se demostró en el capítulo 2.

Teniendo en cuenta la naturaleza de las fuentes, hay que considerar también la impedancia de salida de los convertidores de potencia, cuya estructura se ha indicado en la figura 4.2. En la figura 4.6 se incorporan los filtros, donde el módulo de la impedancia de los condensadores a la frecuencia de 50Hz es mucho mayor que los módulos \vec{Z}_{1C} y \vec{Z}_{2C} , pudiéndose considerar el paralelo de estas impedancias corresponde a \vec{Z}_{1C} y \vec{Z}_{2C} .

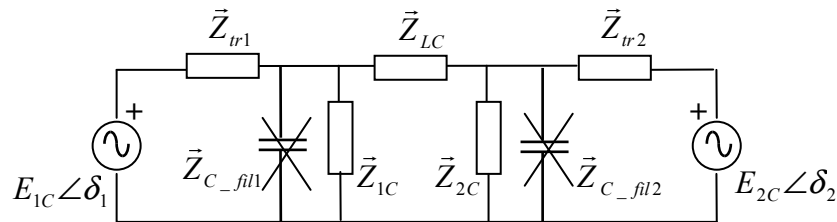


Figura 4.6. Modelo monofásico equivalente incluyendo filtros de salida de los convertidores

Volviendo a realizar la transformación de impedancias inversa, desde la configuración con impedancias en Π a impedancias en T, se obtienen las impedancias \vec{Z}_1' , \vec{Z}_2' y \vec{Z}_{carga}' que pueden asemejarse a \vec{Z}_1 , \vec{Z}_2 y \vec{Z}_{carga} respectivamente. Las impedancias \vec{Z}_1' y \vec{Z}_2' se suman con \vec{Z}_{tr1} y \vec{Z}_{tr2} por estar en serie y, finalmente, se vuelve a hacer una transformación de impedancias T- Π de forma que se obtiene un modelo como el definido en el capítulo 2, según se muestra en la figura 4.7:

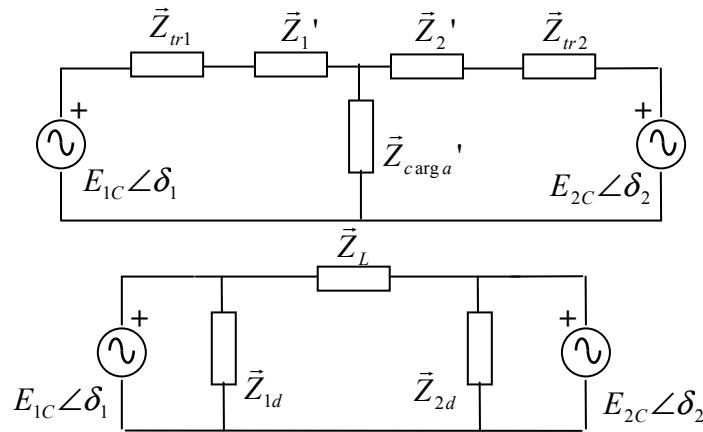


Figura 4.7. Obtención del modelo monofásico equivalente final con impedancias en Π

Las impedancias \vec{Z}_{1d} y \vec{Z}_{2d} representan la parte de carga que alimenta cada uno de los inversores, teniendo en cuenta la impedancia del filtro de salida, mientras que la impedancia \vec{Z}_L corresponde a la impedancia de la línea de alimentación junto con las impedancias de los transformadores de ambos convertidores.

En el caso más general, es necesario considerar todas las cargas que en un momento dado se están alimentando desde la red auxiliar. En la figura 4.3 puede observarse que cada carga forma con los tramos de línea adyacentes un circuito con impedancias en T. Dicho circuito puede transformarse en otro equivalente con impedancias conectadas en Π donde la impedancia \vec{Z}_{LC} , correspondiente a dicho tramo de la red auxiliar, sería aproximadamente igual a la impedancia total de ese tramo de línea. Por tanto, realizando asociaciones sucesivas se obtiene, para toda la red auxiliar, un circuito similar al de la figura 4.5, donde \vec{Z}_{LC} corresponderá igualmente a la impedancia total de la línea y \vec{Z}_{1C} y \vec{Z}_{2C} corresponderá a la porción de la carga total que alimenta cada convertidor. Los siguientes pasos para incorporar las impedancias de los filtros de salida son los mismos que se han indicado, por lo que el modelo de la figura 4.7 puede representar la alimentación del total de las cargas del sistema auxiliar del tren.

A partir de dicho modelo, se obtiene que las diferencias de las fases $\delta = \delta_1 - \delta_2$ y las amplitudes $\Delta E = E_1 - E_2$ determinan los flujos de potencia entre los convertidores a través de la línea, según el diagrama de bloques de la figura 4.8 que se dedujo en el capítulo 2:

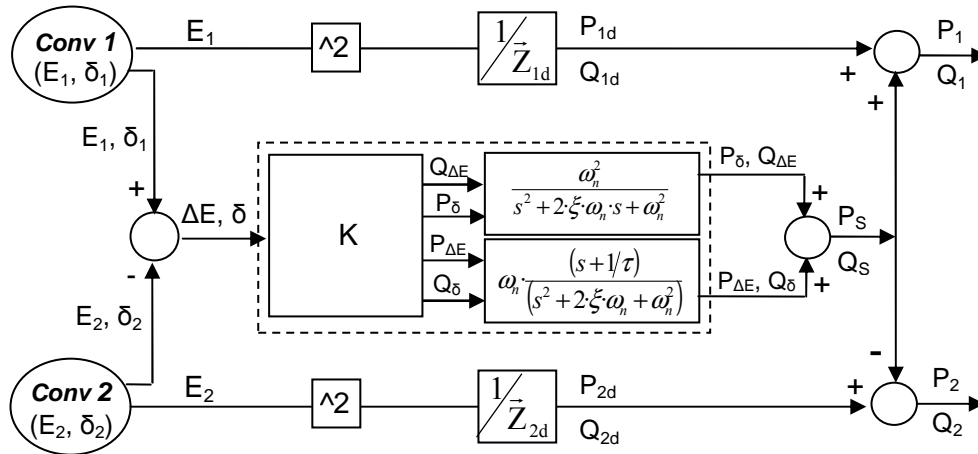


Figura 4.8. Diagrama de bloques para la obtención de la potencia activa y reactiva

La impedancia de la línea es predominantemente inductiva, ya que el alto valor de potencia obliga a utilizar cables de baja resistencia y la impedancia de salida de los convertidores también es inductiva debido al filtro de salida requerido por la baja frecuencia de conmutación. Por tanto, el ajuste de la potencia activa y reactiva de los convertidores se realizaría mediante la variación de la diferencia de fases δ y de amplitudes ΔE respectivamente. En este sentido, según se ha indicado en el capítulo 3, incorporando dinámicas muy diferentes en los controles de fase y amplitud, los lazos de potencia activa y reactiva se pueden desacoplar, por lo que se pueden analizar las dinámicas de la transferencia de potencia tanto activa como reactiva por separado.

4.3 EQUILIBRADO DE LA POTENCIA DE LOS CONVERTIDORES

Para asegurar que los convertidores se reparten por igual la potencia demandada, según se ha analizado en el capítulo 2, se requiere que al menos uno de ellos ajuste la amplitud y la fase de la tensión de salida en función de la diferencia de potencia que tenga respecto del otro convertidor. De esta forma, se transfiere potencia entre los convertidores y se puede conseguir el equilibrio. Esta técnica es conocida como maestro-esclavo [CHE95], [DUA99], [CHE06] y requiere de una comunicación permanente entre los convertidores. Sin embargo, la disposición de los convertidores supone la necesidad de instalar largos cables de comunicación que recorran todos los coches del tren. Además, el hecho de que la operación del sistema dependa del bus de comunicación, reduce su fiabilidad.

Con el fin de simplificar y aumentar la robustez del sistema, existe un interés creciente en operar los convertidores en paralelo sin utilizar buses específicos de comunicación para su control. Las técnicas propuestas son principalmente dos:

- La utilización del bus de potencia como bus de comunicación.
- La técnica de control de potencia autónoma conocida como Droop Control, que no requiere de buses de comunicación.

En la primera de ellas, cada inversor introduce en el bus de potencia señales de control con frecuencias variables en función del valor medio de la potencia activa y reactiva suministradas. Las señales emitidas por cada convertidor son decodificadas por el otro y comparadas con sus propias señales. En función de las diferencias, ambos convertidores pueden variar la amplitud y la frecuencia de su tensión de salida con el fin de igualar dichas señales y por tanto la potencia suministrada por cada equipo [PER98], [TUL00]. Sin embargo, existe una dificultad en la selección de frecuencias específicas de comunicación debido a la alta contaminación de la línea de alimentación. Por un lado, los convertidores trabajan con frecuencias de conmutación bajas introduciendo armónicos en el entorno de estas frecuencias y de sus múltiplos. También, las cargas no lineales generan armónicos de baja frecuencia según se ha analizado en el capítulo 2. Por otra parte, el hecho de introducir armónicos podría excitar otros circuitos resonantes que pudiera haber en el sistema auxiliar y que puedan no ser conocidos por el fabricante de los convertidores de potencia.

Por todo ello, esta técnica entraña una dificultad y unos riesgos en el control de potencia que es preferible evitar.

4.3.1 TÉCNICA DROOP CONTROL

Esta técnica consiste en modificar la frecuencia y la amplitud de la tensión de salida de cada equipo en función de la medida local de potencia activa y reactiva. La técnica ha sido ampliamente estudiada en sistemas UPS o en sistemas de alimentación distribuida: [CHA93], [TUL97], [GUE04], [GUE05], [VAS09], [YAO11].

Para líneas predominantemente inductivas, la técnica Droop control se implementa según las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}\omega_i &= \omega_o - m_{Di} \cdot P_i \\ E_i &= E_o - n_{Di} \cdot Q_i\end{aligned}\tag{4.2}$$

A partir de unos valores iniciales de frecuencia y amplitud ω_o y E_o en las componentes fundamentales de la tensión, se realiza un ajuste en función de la potencia que maneja el equipo. Los parámetros m_{Di} y n_{Di} son las pendientes de las rectas y definen cómo de

rápida es la variación de la frecuencia y de la amplitud respectivamente, en función de la potencia activa y reactiva suministrada. Este concepto de control se muestra en las siguientes gráficas:

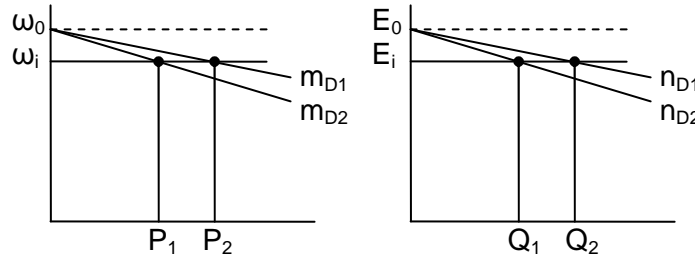


Figura 4.9. Reducción de la frecuencia y la amplitud debida al Droop control

En este caso, como los dos convertidores de alimentación del bus auxiliar son idénticos, el valor de los parámetros será el mismo en ambos: $m_{D1}=m_{D2}=m_D$ y $n_{D1}=n_{D2}=n_D$.

En el capítulo 2 se explicó la influencia de la amplitud en la transferencia de la potencia reactiva y se vio que la potencia activa está ligada al desplazamiento de la fase δ entre ambos convertidores, sin embargo, el Droop control actúa sobre la frecuencia. La razón por la que el control actúa sobre la frecuencia, en lugar de sobre la fase, es porque esta última no se puede conocer al no existir comunicación entre los convertidores. Para relacionar el concepto de variación de frecuencia con el de variación de fase, hay que tener en cuenta la siguiente relación:

$$\omega = \frac{d\delta}{dt} \quad (4.3)$$

Cuando la técnica Droop control actúa reduciendo la frecuencia: $\omega_i = \omega_0 - m_D \cdot P_i$, se produce una variación en la fase de cada uno de los convertidores:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \int \omega_0 \cdot dt - m_D \cdot \int P_1 \cdot dt \\ \delta_2 &= \int \omega_0 \cdot dt - m_D \cdot \int P_2 \cdot dt \end{aligned} \quad (4.4)$$

Si uno de los convertidores está entregando más potencia a la carga, por ejemplo $P_1 > P_2$, su fase se ve reducida en mayor medida que la fase del otro convertidor $\delta_1 < \delta_2$, quedando la diferencia de fases de las tensiones de ambos convertidores $\delta = \delta_1 - \delta_2$ expresada de la siguiente forma:

$$\delta = -m_D \cdot \int (P_1 - P_2) \cdot dt \quad (4.5)$$

Por ejemplo, si $P_1 > P_2$ el valor de δ tenderá a hacerse negativo y por tanto el sistema tenderá a aumentar la potencia transferida desde el convertidor 2 al convertidor 1, es

decir, la potencia total en el convertidor 1 se reduce y en el convertidor 2 aumenta, consiguiendo igualar ambas potencias. Dado que sólo si $P_1=P_2$ el ángulo δ deja de crecer, ambos convertidores terminan trabajando con la misma frecuencia, pero con una diferencia de fase en las tensiones moduladas.

Del mismo modo, para ajustar la potencia reactiva, la técnica Droop control actúa sobre la amplitud de cada uno de los convertidores. A diferencia de actuar sobre la fase, al variar la amplitud no sólo se actúa sobre la potencia transferida sino que también sobre la potencia suministrada a la carga. Ante cargas inductivas, que son las más habituales en los sistemas auxiliares, el Droop control actúa siempre reduciendo la amplitud de la tensión, produciendo una pérdida de potencia activa y reactiva. En tal caso, parece lógico partir de una tensión inicial E_0 superior a la nominal. Sin embargo, la variación de las amplitudes no es suficiente para realizar completamente el ajuste de la potencia reactiva. Para mostrar este efecto, en la figura 4.10 se muestra el reparto de la potencia reactiva entre los convertidores en función de la acción de control realizada ante un desequilibrio inicial Q_{1d} y Q_{2d} , mediante el parámetro n_D :

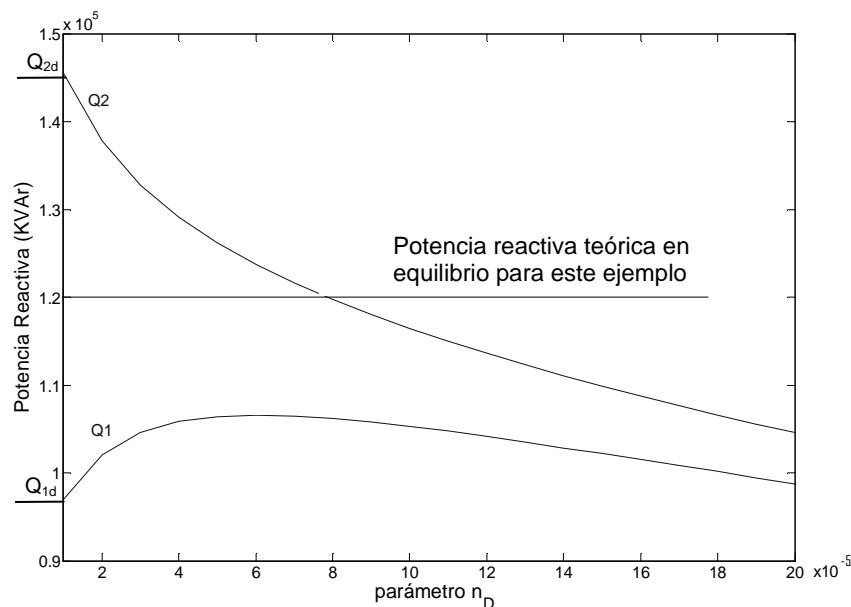


Figura 4.10. Reparto de la potencia reactiva en función del parámetro n_D

El ejemplo ilustra los dos efectos que se desean destacar. Por un lado, con la técnica Droop control se consigue reducir el desequilibrio inicial de las potencias reactivas, aunque en ningún caso podrá igualarlas y, por otro lado, conforme se incrementa el

parámetro n_D , se produce una mayor caída en la tensión y por tanto, mayor pérdida de potencia suministrada a la carga, tanto activa como reactiva.

4.4 DINÁMICA DEL FLUJO DE POTENCIA

En este apartado se analiza la respuesta transitoria del flujo de potencia entre los convertidores, en función de la acción introducida por la técnica Droop control. Según se ha indicado al final del capítulo 3, cuando se incorporan dinámicas muy diferentes en los controles de fase y amplitud, los lazos de potencia activa y reactiva se pueden desacoplar y estudiar por separado.

Partiendo del lazo definido en la figura 4.8 donde se desacoplan ambas potencias y se incorpora la técnica Droop control, se obtiene el lazo de control que define la evolución de la potencia activa en los convertidores que se muestra a continuación:

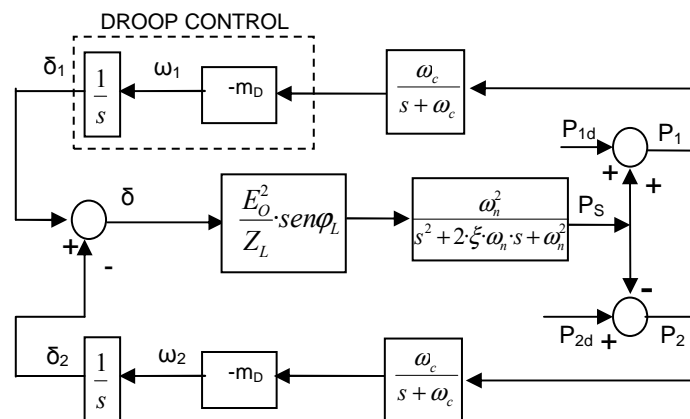


Figura 4.11. Diagrama de bloques para la obtención de la potencia activa

La potencia de cada convertidor, P_i , se obtiene a partir de la potencia que cada uno entregaría a la carga en ausencia de control, P_{id} , y la potencia transferida P_s impuesta por la técnica Droop control. En función del valor de esta potencia, cuya medida se obtiene mediante un filtro de ventana modelado con un filtro paso bajo, cada convertidor modifica la fase de la tensión de salida (4.4). La diferencia de las fases en las moduladoras de ambos convertidores $\delta = \delta_1 - \delta_2$ junto con la dinámica debida a la impedancia de la línea, determinan la potencia transferida entre los convertidores.

A partir de este sencillo lazo de control se obtiene la función de transferencia que relaciona la potencia transferida en función del desequilibrio de potencia inicial. La función de transferencia que describe la dinámica del lazo de control es:

$$F(s) = \frac{Ps(s)}{(P_{1d} - P_{2d})(s)} = K \cdot \frac{s^2 + A \cdot s + B}{s^4 + C \cdot s^3 + D \cdot s^2 + E \cdot s + F} \quad (4.6)$$

Donde los parámetros están definidos de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} C &= 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + \omega_c \\ K &= -m_D \cdot \omega_c & D &= \omega_n^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega_c \\ A &= 2 \cdot \xi \cdot \omega_n & E &= \omega_n^2 \cdot \omega_c \\ B &= \omega_n^2 & F &= 2 \cdot m_D \cdot \frac{E_o^2}{Z_L} \cdot \text{seno} \varphi_L \cdot \omega_n^2 \cdot \omega_c \end{aligned}$$

Siendo ω_c , ω_n , ξ la frecuencia de corte del filtro, la frecuencia natural de la oscilación de la línea y el amortiguamiento respectivamente, según se ha definido en el capítulo 2. En la figura 4.12 se representa el lugar de las raíces con objeto de ver la estabilidad del sistema en función de la ganancia según se incrementa el valor de la ganancia “ m_D ” impuesta por la técnica Droop control en el lazo de potencia:

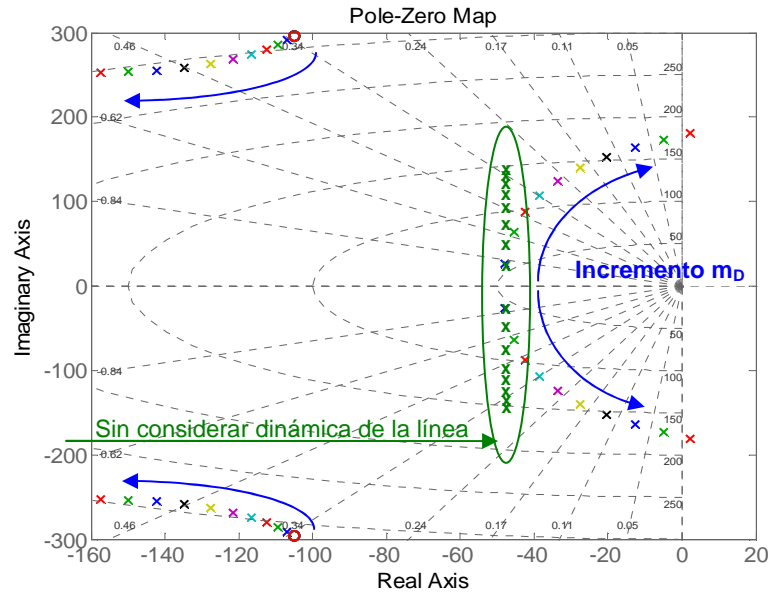


Figura 4.12. Variación de los polos del sistema en función del parámetro m_D

Se observa que conforme se incrementa la acción realizada por el control la dinámica del sistema se vuelve más rápida y oscilante, pudiendo llegar a inestabilizarse. Este efecto sólo es posible detectarlo teniendo en cuenta la dinámica de la línea, en caso contrario el

modelo ofrecería una dinámica más estable, determinada por los polos indicados en color verde, que no representaría fielmente la realidad.

En cuanto al control de la potencia reactiva, el lazo de control que define su dinámica se obtiene a partir de la figura 4.8 y se muestra a continuación:

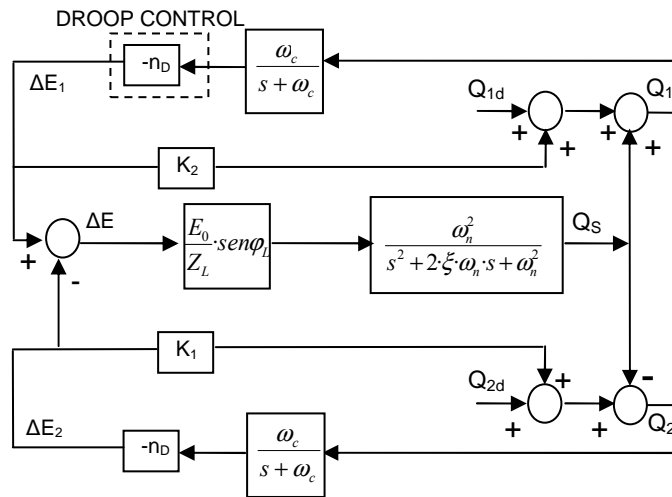


Figura 4.13. Diagrama de bloques para la obtención de la potencia reactiva

En función de la medida de la potencia reactiva cada convertidor modifica la amplitud de la tensión de salida mediante la técnica Droop control (4.2). La diferencia de las amplitudes $\Delta E = \Delta E_1 - \Delta E_2$ determina la potencia transferida entre los convertidores, donde se tiene en cuenta la dinámica de la línea de conexión descrita en el capítulo 2. A diferencia del control de fase, la variación de la amplitud afecta a la potencia consumida por la carga, y por tanto al desequilibrio de la potencia reactiva, mediante un factor:

$$K_i = \frac{2 \cdot E_o}{Z_{id}} \cdot \sin \varphi_{Zid} \quad (4.7)$$

Del mismo modo que con la potencia activa, se obtiene la función de transferencia que relaciona la potencia transferida en función del desequilibrio inicial:

$$F(s) = \frac{Qs(s)}{(Q_{1d} - Q_{2d})(s)} = K \cdot \frac{s^2 + A \cdot s + B}{s^3 + C \cdot s^2 + D \cdot s + E}$$

Donde cada uno de los parámetros queda definido de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 K &= -n_D \cdot \omega_c & C &= 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + \omega_c \\
 A &= 2 \cdot \xi \cdot \omega_n & D &= \omega_n^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega_c \\
 B &= \omega_n^2 & E &= \omega_n^2 \cdot \omega_c + 2 \cdot n_D \cdot \frac{E_o^2}{Z_L} \cdot \text{seno} \varphi_L \cdot \omega_n^2 \cdot \omega_c
 \end{aligned}$$

En la figura 4.14 se representa el lugar de las raíces para ver la estabilidad del sistema y como varía conforme se incrementa la acción realizada por el Droop control n_D :

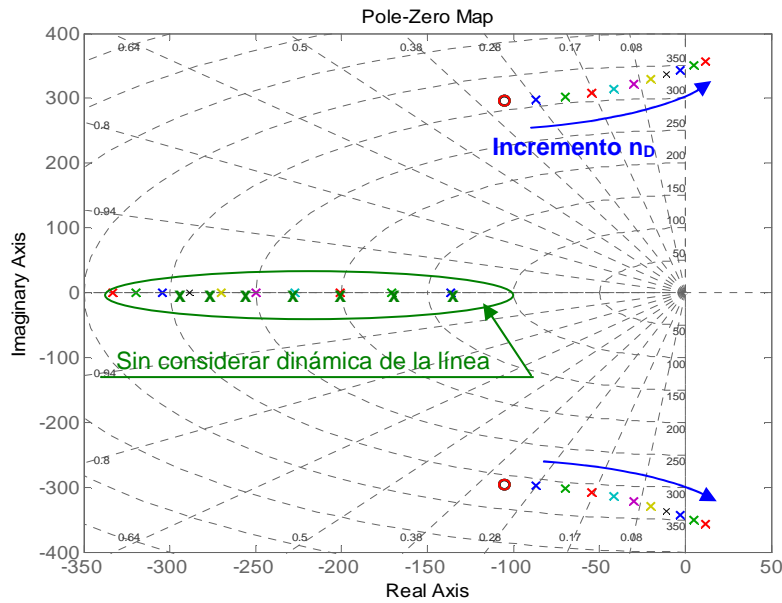


Figura 4.14. Variación de los polos del sistema en función del parámetro n_D

Conforme se incrementa la acción realizada por el control la dinámica del sistema se vuelve más rápida y oscilante, siendo fundamental la consideración de la dinámica de la línea para la detección de posibles inestabilidades. En caso contrario, el modelo ofrecería una dinámica de primer orden determinada por los polos indicados en color verde y que no se ajusta a la realidad.

Otro aspecto a tener en cuenta al definir los parámetros del control, tanto de la potencia activa como de la reactiva, es la configuración del tren donde van a ir montados los equipos, ya que la estabilidad del sistema depende en gran medida de la impedancia de línea. Esta impedancia se determina a partir de la impedancia de los transformadores de los convertidores y de la línea que los conecta, es decir, depende de la longitud del tren. En el caso de trenes cortos, el módulo de la impedancia Z_L es menor y la misma acción

de control hace que los polos obtenidos en la función de transferencia se desplacen hacia el semiplano derecho, por lo que el sistema puede llegar a inestabilizarse. Por tanto, en estos casos, cuando se definen los parámetros de control hay que tener en cuenta este aspecto y escoger de forma más conservadora los valores de los parámetros m_D y n_D para obtener una dinámica más lenta.

4.4.1 INFLUENCIA DEL FILTRO DE ENTRADA EN LA DINÁMICA DEL SISTEMA

Hasta ahora se ha considerado que los inversores se conectan a un bus DC con tensión constante. Sin embargo, esto es una simplificación del sistema real, ya que los inversores se conectan, por medio de un filtro de entrada LC, a una catenaria o a un bus DC interno cuya tensión puede ser variable, figura 4.15:

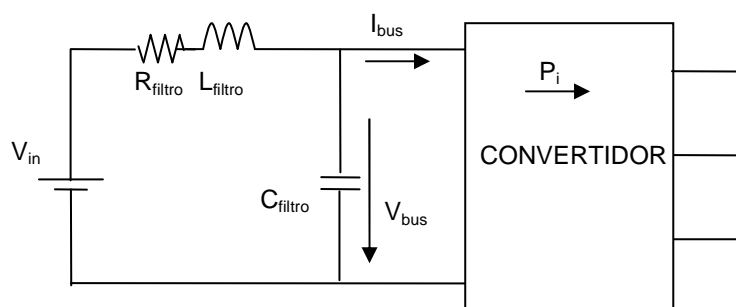


Figura 4.15. Filtro de entrada del convertidor

La tensión V_{bus} puede verse alterada tanto por las variaciones en la potencia demandada, como por las variaciones en la tensión a la entrada del convertidor V_{in} . Antes de analizar la dinámica del sistema completo con la técnica Droop control, conviene estudiar la influencia de este filtro de entrada y establecer la dinámica que sigue el convertidor si estuviera él solo alimentando las cargas de la red auxiliar.

Para ello, en primer lugar se analiza la estabilidad ante variaciones en la demanda de potencia por parte de las cargas. En el apartado 4.4.1.1 se supone un ajuste de la moduladora del inversor de forma que la tensión en el bus AC no se vea afectada por variaciones de tensión en el bus de entrada, es decir ambas tensiones están desacopladas. También se analiza un segundo escenario, donde el ajuste de la moduladora es más lento y las oscilaciones del bus de entrada se transmiten a las cargas. En el siguiente apartado 4.4.1.2 se analizan ambos casos cuando los dos convertidores funcionan en paralelo controlados mediante la técnica Droop control. Por último, en el apartado 4.4.1.3 se analizan los efectos de las variaciones en la tensión a la entrada del convertidor para ambos modos de funcionamiento.

4.4.1.1 ESTABILIDAD DEL BUS DE ENTRADA DE UN CONVERTIDOR TRABAJANDO DE FORMA AISLADA ANTE VARIACIONES DE LA CARGA

Ante un aumento de la potencia demandada por las cargas, se produce un incremento de la corriente en el bus de entrada que provoca la oscilación de su tensión. Esta oscilación de la tensión del bus DC se puede reflejar también en la tensión del bus AC al que se conectan las cargas auxiliares, a no ser que el control del inversor ajuste la moduladora rápidamente. A continuación se analiza en detalle el sistema ante variaciones de la potencia en la carga, con el fin de obtener el modelo que defina la dinámica del bus de entrada.

En primer lugar se considera un convertidor que se encuentra en régimen permanente y entrega una potencia P_{inicial} a la carga. En el instante t_0 se realiza un incremento de la potencia demandada por la carga, siendo la nueva potencia P_{final} vista desde el bus DC:

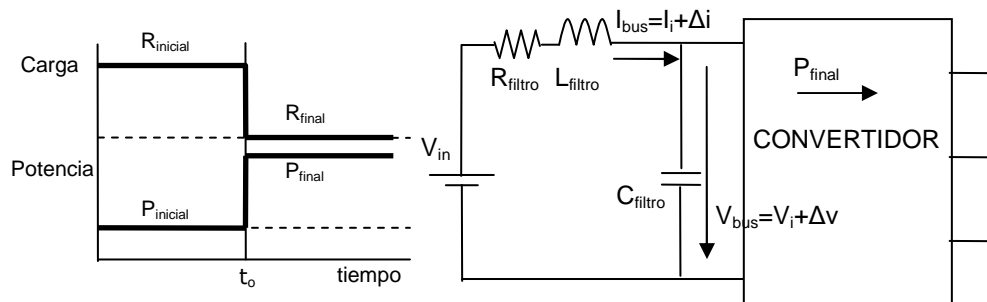


Figura 4.16. Efecto de la variación de la potencia en el filtro de entrada del convertidor

Para saber si este nuevo punto de funcionamiento es estable o inestable, se analiza el sistema a partir del instante t_0^+ . En este instante, en el lado de alterna a la salida del convertidor, la potencia es constante y de valor P_{final} (ya que se consideran variaciones de potencia instantáneas con una constante de tiempo de la carga muy pequeña). Por tanto, la potencia vista desde el bus DC es también P_{final} en el mismo instante t_0^+ y como la corriente en la bobina del filtro de entrada no puede variar de forma instantánea, se produce la descarga del condensador del bus DC. Por tanto se genera una situación de desequilibrio que excitará el circuito LC correspondiente al filtro de entrada. El modelo que define la dinámica del sistema se muestra en la figura 4.17:

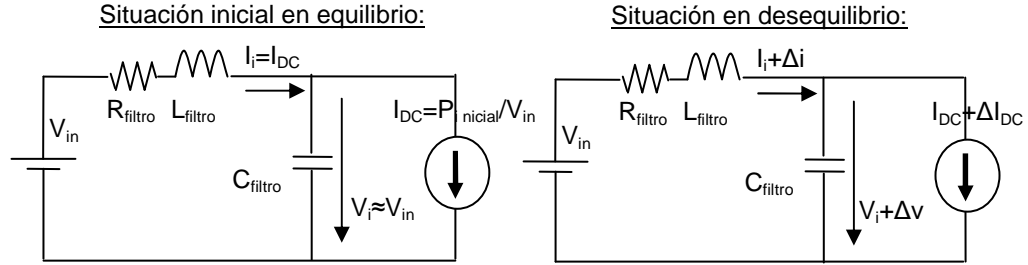


Figura 4.17. Modelo de la dinámica del filtro de entrada

Los valores de tensión y corriente del bus DC, para este nuevo punto de trabajo, vienen definidos por $V_{bus}=V_i+\Delta V$ e $I_{bus}=I_i+\Delta i$. De esta forma, la potencia nueva en el bus DC $P_{bus}=P_{final}$ se puede expresar como:

$$\begin{aligned} P_{final} &= V_{bus} \cdot I_{bus} = (V_i + \Delta V)(I_i + \Delta i) = \\ &= V_i \cdot I_i + \Delta V \cdot I_i + V_i \cdot \Delta i + \Delta V \cdot \Delta i \end{aligned} \quad (4.8)$$

i) Control con ajuste de la moduladora

En el caso de ajustar la moduladora ante las variaciones de la tensión del bus de entrada, el bus AC está “desacoplado” del bus DC y su valor eficaz no se ve alterado por las oscilaciones de éste. Es decir, a partir del instante t_0^+ , el convertidor trabaja a potencia constante siendo, $P_{final}=P_i=V_i \cdot I_i$, por lo que el incremento de potencia a partir de t_0^+ en el bus debe ser nulo:

$$\Delta P = \Delta V \cdot I_i + V_i \cdot \Delta i + \Delta V \cdot \Delta i = 0 \quad (4.9)$$

$\Delta V \cdot \Delta i$ se considera despreciable por ser muy inferior a los otros términos. Por tanto, la ecuación anterior se puede aproximar por:

$$\Delta V \cdot I_i + V_i \cdot \Delta i = 0 \quad (4.10)$$

Por otra parte, la caída de tensión en R_{filtro} se considera también despreciable en el régimen permanente, siendo $V_i \approx V_{in}$, por lo que el incremento de la corriente en el bus DC quedaría:

$$\Delta i \approx -\frac{I_i}{V_i} \Delta V = \frac{\Delta V}{-V_{in}^2/P_i} = \frac{\Delta V}{R_i}, \text{ siendo } R_i = -\frac{V_{in}^2}{P_i} \quad (4.11)$$

Por tanto, el convertidor se puede representar por R_i , una resistencia negativa que depende del nivel de potencia demandado por la carga. Esta resistencia negativa implica que si la tensión del bus de entrada se reduce, el valor de la corriente de entrada se

incrementa. A continuación se muestra el modelo de pequeña señal para el análisis de la dinámica del bus de entrada:

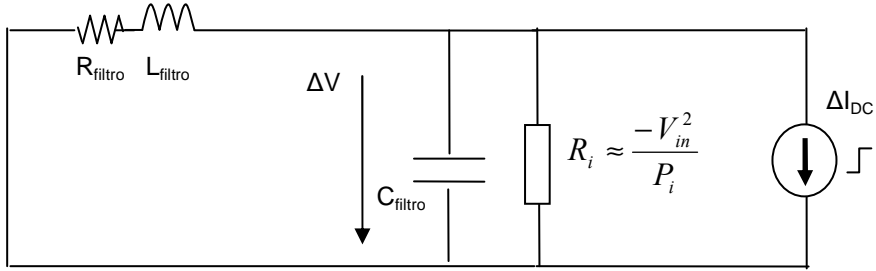


Figura 4.18. Modelo de pequeña señal para el análisis de la dinámica del filtro de entrada

En este modelo se ha añadido la fuente de excitación ΔI_{DC} que recoge la variación de la potencia sufrida por el convertidor en $t=t_0$. Ante una variación en la corriente ΔI_{DC} la tensión del bus DC oscilará a la frecuencia de resonancia del filtro y estará más o menos amortiguada en función del amortiguamiento debido a la acción combinada de R_i y la resistencia del filtro de entrada R_{filtro} . Dado que R_i es negativa el sistema podría resultar inestable. Para obtener el límite de estabilidad se transforma el modelo de la figura anterior a un modelo con las impedancias del filtro en paralelo, según se muestra en la figura 4.19:

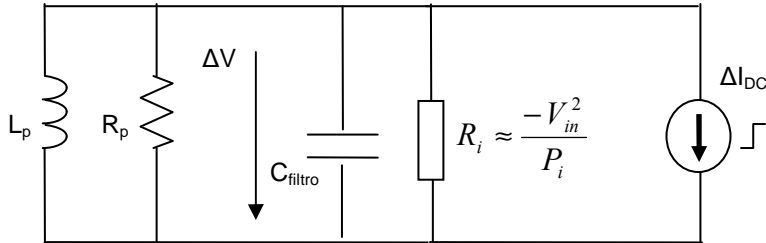


Figura 4.19. Modelo equivalente de pequeña señal con impedancias de filtro en paralelo

La inductancia y resistencia en paralelo tienen las siguientes expresiones:

$$L_p = \frac{1}{2\pi \cdot f_{res}} \left(\frac{R_{L_{filtro}}^2 + X_{L_{filtro}}^2}{X_s} \right)$$

$$R_p = \frac{R_{L_{filtro}}^2 + X_{L_{filtro}}^2}{R_{L_{filtro}}} \quad (4.13)$$

Ambas se obtienen a partir de un proceso iterativo donde inicialmente la frecuencia de resonancia es:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{filtro} \cdot L_{filtro}}} \quad (4.14)$$

que se vuelve a calcular con la nueva frecuencia de resonancia obtenida a partir de L_p y C_{filtro} , hasta obtener los valores finales de L_p y R_p . Si $R_p \parallel R_i$ es negativo el sistema se inestabiliza y si es positivo se amortigua. En el límite de estabilidad $R_p \parallel R_i$ es infinita y por tanto no hay amortiguamiento y el bus de entrada oscilará según:

$$\Delta V = \Delta I_{DC} \cdot Z_C \text{ con } \Delta I_{DC} = \frac{P_{final} - P_{inicial}}{V_{in}} \text{ y } Z_C = \sqrt{\frac{L_{filtro}}{C_{filtro}}} \quad (4.15)$$

Una vez visto que la variación de la tensión del bus DC del convertidor depende de la variación de la corriente absorbida por ese convertidor, definida a partir de la resistencia R_i , se pretende conocer la respuesta dinámica del bus de entrada. En primer lugar se obtiene la función de transferencia que define las oscilaciones del bus de entrada $\Delta V(s)$ en función de la variación de la corriente $\Delta I_{DC}(s)$, debida a un cambio de la potencia demandada:

$$F_1(s) = \frac{\Delta V(s)}{\Delta I_{DC}(s)} = \frac{\frac{1}{C_{filtro}} \cdot \left(s + \frac{R_{filtro}}{L_{filtro}} \right)}{s^2 + s \cdot \frac{(R_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro} + L_{filtro})}{(L_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro})} + \frac{(R_i + R_{filtro})}{(L_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro})}} \quad (4.16)$$

La función de transferencia obtenida corresponde a una función genérica de la forma:

$$G(s) = A \cdot \left(\frac{\omega_n^2}{z} \right) \cdot \left(\frac{s + z}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \right) \quad (4.17)$$

Donde el valor de los parámetros es el siguiente:

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{R_i \cdot R_{filtro}}{(R_i + R_{filtro})} \\
 z &= \frac{R_{filtro}}{L_{filtro}} \\
 \omega_n &= \sqrt{\frac{(R_i + R_{filtro})}{(L_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro})}} \\
 \xi &= \frac{1}{2} \cdot \frac{(R_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro} + L_{filtro})}{\sqrt{(L_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro})(R_i + R_{filtro})}}
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Analizando los polos del sistema se obtiene la frecuencia natural ω_n y el amortiguamiento ξ . Este último se reduce conforme se incrementa la potencia demandada, ya que los polos se acercan al eje de ordenadas, tal y como se muestra en la figura 4.20:

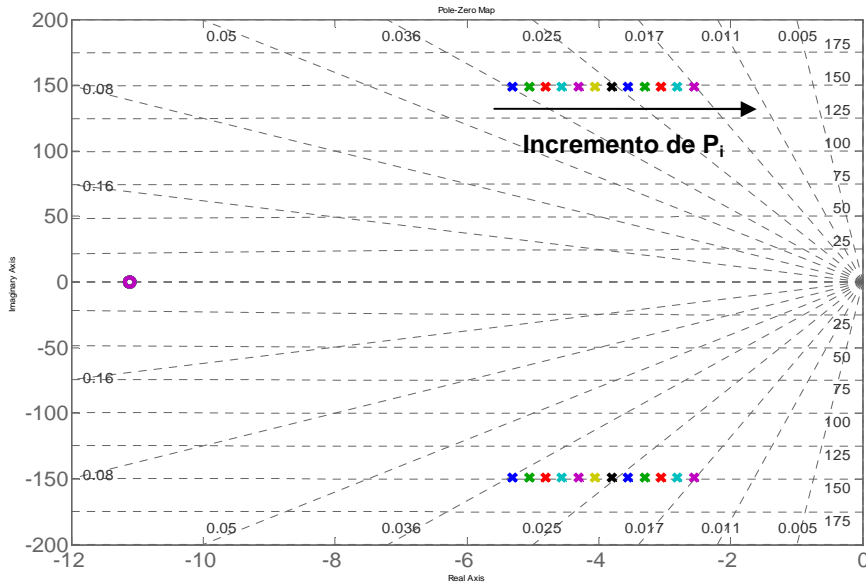


Figura 4.20. Variación de los polos del sistema en función de la potencia demandada

El efecto que tiene el cero en la dinámica del sistema es incrementar la sobreoscilación y aumentar el tiempo de estabilización. En este caso, el cero depende exclusivamente de la relación entre la resistencia y la inductancia del filtro y cuanto más próximo se encuentre de los polos, mayor es su influencia. Este efecto se muestra en la figura 4.21, donde se representa la respuesta temporal de un sistema de segundo orden ante variaciones de la posición del cero. El parámetro $d=z/(\xi \cdot \omega_n)$ recoge la relación entre la posición del cero y el

parámetro $\xi \cdot \omega_n$. Cuanto menor sea “d” más influencia ejerce el cero en la dinámica del sistema:

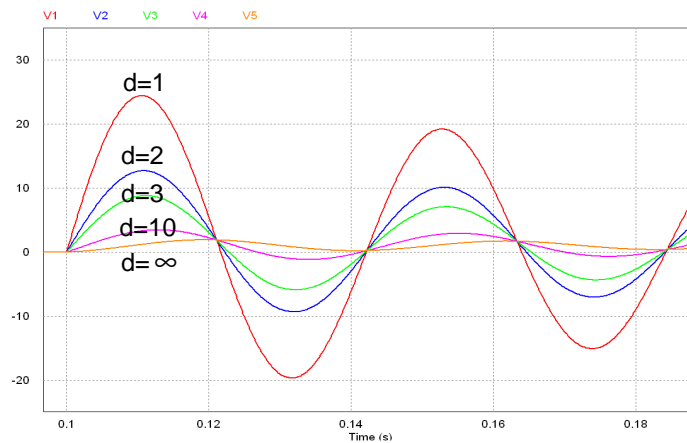


Figura 4.21. Influencia del cero en la dinámica de un sistema de segundo orden

El peor punto de operación, desde el punto de vista de la estabilidad, se produce cuando la potencia es máxima, es decir, R_i es más negativo. Por ello, un amortiguamiento diseñado para la potencia nominal podría ser insuficiente en caso de regímenes transitorios. Un ejemplo de este escenario se produce cuando se arrancan motores de gran potencia, ya que la corriente demandada es muy superior hasta que el motor alcanza el régimen de revoluciones correspondiente al régimen permanente. La potencia supera notablemente sus valores nominales y si el amortiguamiento es insuficiente para ese nivel de potencia, el sistema se inestabiliza. El caso límite se daría cuando el convertidor alimenta un nivel de potencia elevado y se arranca un motor. Durante el tiempo que el motor invierte en alcanzar su régimen permanente la potencia total demandada podría situar los polos en el semiplano derecho del lugar de las raíces, o dicho de otro modo que el paralelo $R_p \parallel R_i$ fuese negativo. Si posteriormente la potencia total se redujese de forma que los polos pasasen al semiplano izquierdo, $R_p \parallel R_i$ positivo, antes de alcanzar los límites de seguridad del equipo, las oscilaciones del bus de entrada se amortiguarían, figura 4.22:

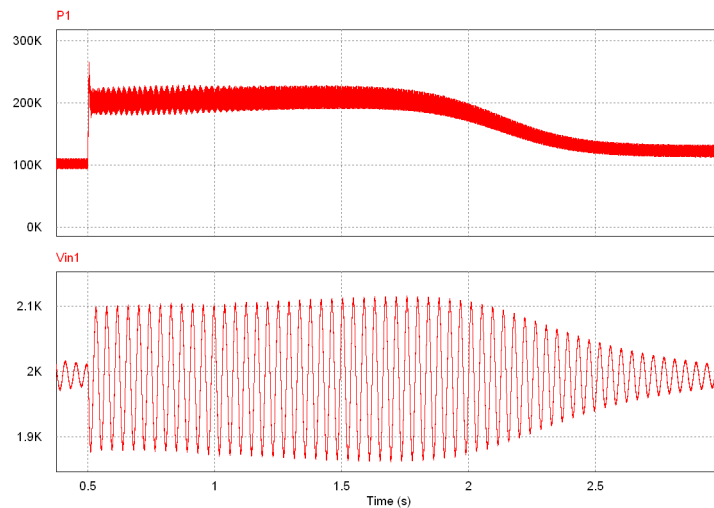


Figura 4.22. Oscilación del bus de entrada para un caso críticamente estable

En caso de que la resistencia del filtro fuese insuficiente, la alternativa podría ser un arranque del motor con algún tipo de arrancador o incrementar el amortiguamiento del sistema con resistencias en paralelo con la inductancia del filtro de entrada, figura 4.23:

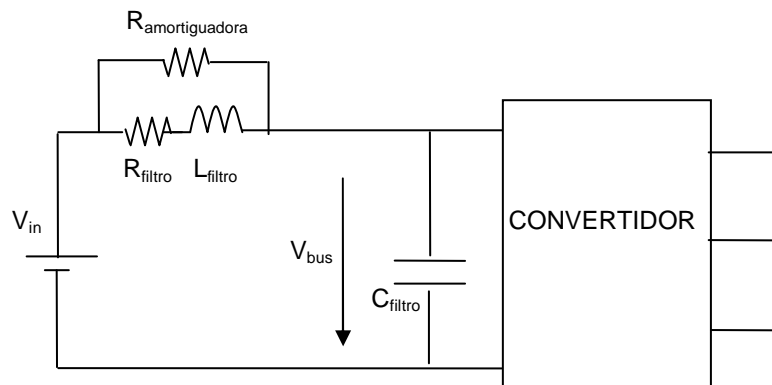


Figura 4.23. Amortiguamiento del filtro de entrada del convertidor

Esta resistencia en paralelo $R_{\text{amortiguadora}}$ apenas disipa potencia en el régimen permanente, ya que en DC muestra una impedancia mucho mayor que la bobina del filtro. Se diseña para que a la frecuencia de resonancia del filtro su impedancia sea comparable con la del filtro, facilitando que la corriente circule por dicha resistencia y amortiguando las oscilaciones del bus de entrada.

Para definir un tamaño de resistencia $R_{\text{amortiguadora}}$ adecuado con el fin de obtener el amortiguamiento deseado, se puede analizar el sistema a partir del lugar de las raíces. Al incorporar una resistencia en paralelo, se reduce el valor de R_p a la frecuencia de resonancia del filtro, desplazando los polos del sistema hacia el semiplano izquierdo del lugar de las raíces. En la figura 4.24 se muestra la variación de la posición de los polos conforme se reduce el valor de $R_{\text{amortiguadora}}$:

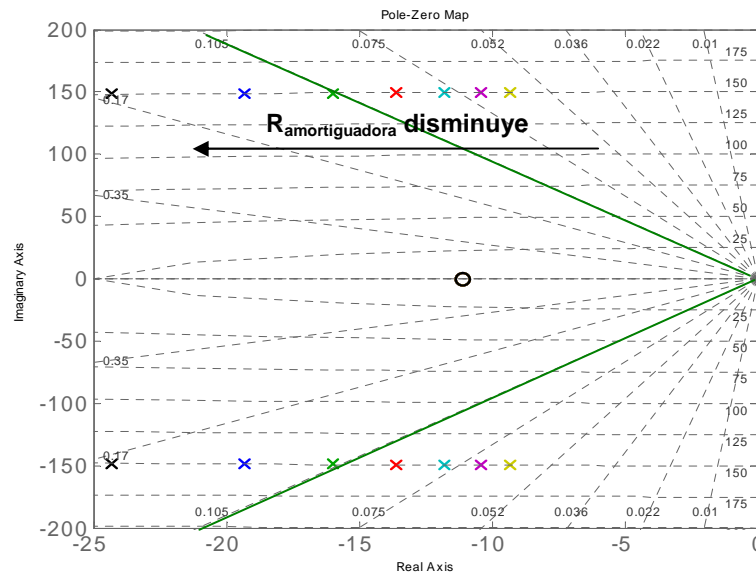


Figura 4.24. Variación de los polos del sistema en función del amortiguamiento del filtro

ii) Control sin ajuste de la moduladora

En el caso de no ajustar la moduladora, o realizar un ajuste muy lento, ante los cambios en la tensión del bus, las variaciones de tensión del bus DC se reflejan en la tensión de salida del convertidor. Como consecuencia, la potencia entregada a las cargas oscila en función de las variaciones en la tensión del bus de entrada.

La potencia de una carga trifásica equilibrada puede expresarse como:

$$P = 3 \cdot \frac{V_{\text{fase}}^2}{Z_{C \arg a}} \cdot \cos \varphi_{ZC \arg a} \quad (4.19)$$

La tensión de la fase se puede obtener a partir de la tensión del bus de entrada y de la moduladora (m), según la siguiente expresión:

$$V_{\text{fase}} = \frac{m}{a} \cdot \frac{V_{in}}{2} \quad \text{siendo "a" la relación de transformación} \quad (4.20)$$

Como la tensión del bus de entrada oscila, la potencia debido a la oscilación en el bus de entrada queda como sigue:

$$\begin{aligned}
 P_i + P_{\Delta V} &= 3 \cdot \frac{\left(\frac{m \cdot (V_{in} + \Delta V)}{2} \right)^2}{Z_{C \arg a}} \cdot \cos \varphi_{ZC \arg a} \approx \\
 &\approx P_i + \frac{\Delta V}{\frac{2 \cdot a^2 \cdot Z_{C \arg a}}{m^2 \cdot 3 \cdot V_{in} \cdot \cos \varphi_{ZC \arg a}}}
 \end{aligned} \quad (4.21)$$

La variación en la potencia debido al incremento de la tensión del bus DC es:

$$P_{\Delta V} \approx \frac{\Delta V}{\frac{2 \cdot a^2 \cdot Z_{C \arg a}}{m^2 \cdot 3 \cdot \cos \varphi_{ZC \arg a}}} \cdot V_{in} \quad (4.22)$$

Por tanto, al incremento de corriente que se produce cuando varía la potencia demandada, hay que añadirle un término debido a este incremento de la tensión en el bus y que afecta a la potencia entregada:

$$\Delta i \approx \frac{\Delta V}{R_i} + \frac{\Delta V}{R_{\Delta V}} \quad \text{con} \quad R_{\Delta V} = \frac{2 \cdot a^2 \cdot Z_{C \arg a}}{m^2 \cdot 3 \cdot \cos \varphi_{ZC \arg a}} \quad (4.23)$$

Este nuevo término, es una resistencia positiva que mejora la estabilidad, incluyéndose en el modelo que define la dinámica según se muestra en la figura 4.25:

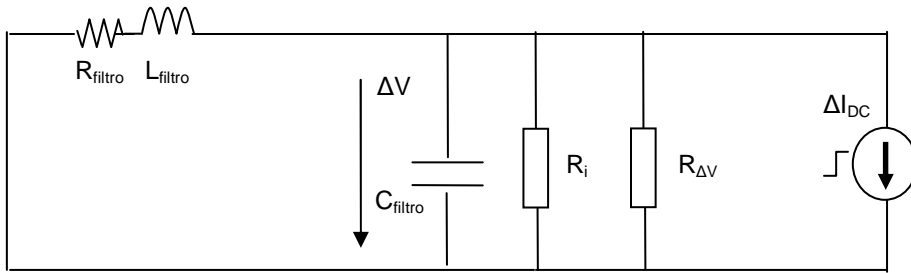


Figura 4.25. Modelo de pequeña señal para el análisis de la dinámica del filtro de entrada

$$F_2(s) = \frac{\Delta V(s)}{\Delta I_{DC}(s)} = \frac{R_T \cdot (s \cdot L_{filtro} + R_{filtro})}{s^2 \cdot (L_{filtro} \cdot R_T \cdot C_{filtro}) + s \cdot (R_{filtro} \cdot R_T \cdot C_{filtro} + L_{filtro}) + (R_T + R_{filtro})}$$

$$\text{donde } R_T = R_i \parallel R_{\Delta V} \quad (4.24)$$

Los polos de la función de transferencia se desplazan hacia la izquierda y la respuesta es más amortiguada que la obtenida anteriormente. En la figura 4.26 se muestra la potencia del convertidor y la dinámica del bus de entrada. La potencia entregada oscila a la frecuencia de resonancia del filtro mientras permanece la oscilación de la tensión del bus de entrada. Esta oscilación es más amortiguada que la obtenida en el caso anterior debido al efecto de $R_{\Delta V}$.

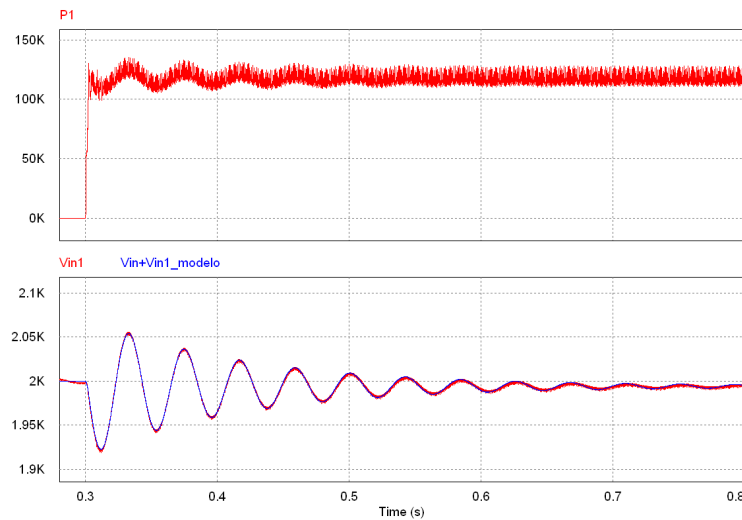


Figura 4.26. Oscilación de la potencia y de la tensión del bus de entrada

4.4.1.2 ESTABILIDAD DEL BUS DE ENTRADA EN LA OPERACIÓN DE LOS CONVERTIDORES EN PARALELO CON DOOP CONTROL

Cuando se conectan los dos convertidores en paralelo, las oscilaciones que sufren sus buses de entrada son diferentes en función de la potencia que cada uno de ellos entrega a la carga. A continuación se analizan las consecuencias que estas oscilaciones puedan tener en la dinámica del sistema en el caso de realizar un ajuste de la moduladora rápido o lento.

i) Control con ajuste de la moduladora

La potencia entregada por cada convertidor se puede dividir en la potencia debida al porcentaje de la carga que alimenta en función del desplazamiento de la misma, P_{id} , y la potencia transferida entre los convertidores, P_S :

$$P_i = P_{id} + P_S \quad (4.25)$$

Ante un cambio en la potencia demandada, el convertidor cuya impedancia entre el punto de conexión y la carga sea menor, entrega inicialmente más potencia, sufriendo mayores oscilaciones en su bus de entrada. Posteriormente, el Droop control consigue igualar las potencias de ambos mediante un transvase de potencia. Las variaciones de potencia en la carga que determina P_{id} se consideran instantáneas debido a las bajas constantes de tiempo de las cargas. En cambio, la potencia transferida entre convertidores tiene una dinámica en función de la acción de control realizada, según se ha definido al inicio del apartado 4.4. En la figura 4.27 se muestra el modelo del convertidor 1 donde $P_{1d} > P_{2d}$ y el transvase de potencia se produce del convertidor 2 al 1, por lo que el sentido de las fuentes de corriente ΔI_{DC1} e ΔI_{DC2} son opuestos. En el caso de representar el modelo del convertidor 2, la potencia debida a P_{id} y a P_S tendrían el mismo sentido, e ΔI_{DC1} e ΔI_{DC2} tendrían también el mismo sentido.

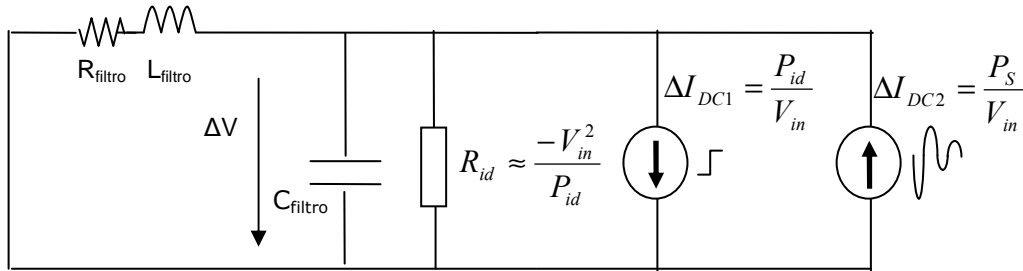


Figura 4.27. Modelo de pequeña señal para el análisis de la dinámica del filtro de entrada

La fuente de corriente ΔI_{DC2} considera la dinámica obtenida mediante la función de transferencia (4.6). Si ΔI_{DC2} tuviese una dinámica muy parecida a la del filtro de entrada, excitaría dicho filtro y se producirían fuertes oscilaciones en la tensión del bus DC. En la figura 4.28 se muestra la oscilación de la potencia y del bus de entrada en el caso de introducir una acción de control mediante el parámetro " m_D " que provoque el transvase de potencia P_S con un transitorio de frecuencia igual a la de resonancia del filtro de entrada:

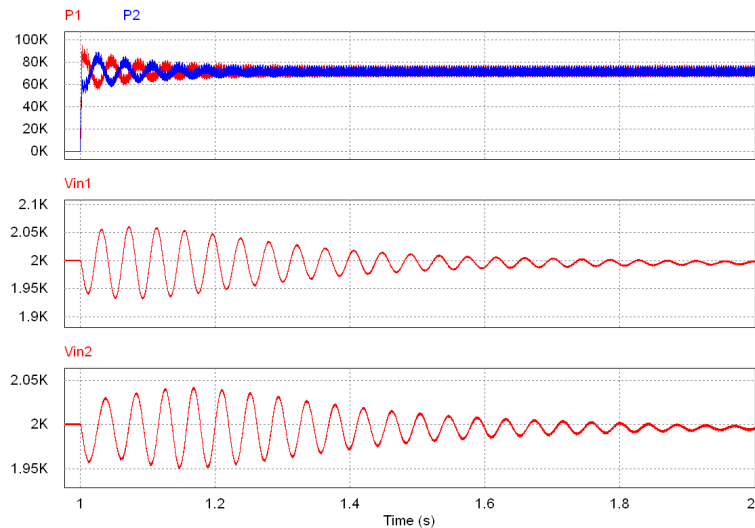


Figura 4.28. Oscilación de la potencia y de la tensión de los buses de entrada

Cuando se produce el cambio de potencia, el transvase de potencia que se genera por la acción de control, incrementa las oscilaciones del bus de entrada. Conforme las oscilaciones debidas al transvase de la potencia se atenúan, las oscilaciones en la tensión del bus también se amortiguan. En el caso de realizar una acción de control más suave, el transvase de potencia no excita la resonancia del bus de entrada y las oscilaciones que sufre el bus de entrada se atenúan desde el principio de la perturbación, tal y como se muestra en la figura 4.29:

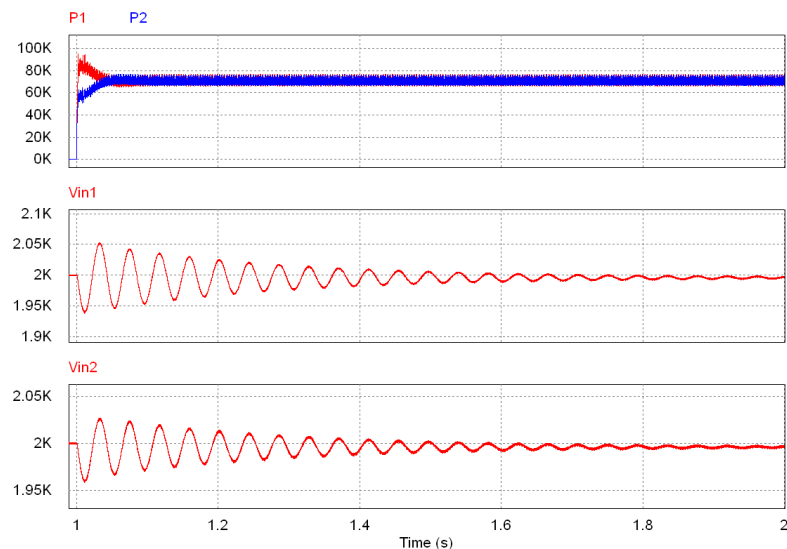


Figura 4.29. Oscilación de la potencia y de la tensión de los buses de entrada

ii) Control sin ajuste de la moduladora

En el caso de que no se realice un ajuste de la moduladora de los convertidores con suficiente rapidez como para desacoplar la tensión en el lado AC de las oscilaciones del bus de entrada, se producen diferencias en las tensiones a ambos lados del bus AC que afectan a las potencias entregadas a la carga por cada convertidor y a la transferida de potencia entre ellos. En este caso, el Droop control no sólo realiza el transvase de potencia debido a una diferencia inicial en las potencias, definida anteriormente como P_S , sino que además se produce un transvase de potencia extra, $P_{\Delta V}$, debido a la oscilación de la tensión a la salida del propio convertidor y cuyo origen es la oscilación de los buses de entrada. La potencia $P_{\Delta V}$ se puede estimar a partir de la diferencia de potencia consumida por las resistencias $R_{\Delta V i}$ de cada convertidor:

$$P_{\Delta V} = \frac{P_{\Delta V 2} - P_{\Delta V 1}}{2} \quad (4.26)$$

La potencia total transvasada entre los convertidores queda definida como:

$$P_{transferida_total} = P_S + P_{\Delta V} \quad (4.27)$$

En la figura 4.30 se muestra el modelo que define la dinámica del sistema. Se representan los dos convertidores con sus resistencias R_{id} y $R_{\Delta V i}$, las fuentes ΔI_{DC1} e ΔI_{DC2} definen las variaciones de la potencia demandada por la carga e I_L la potencia transferida entre los convertidores que depende de la potencia P_S y $P_{\Delta V}$:

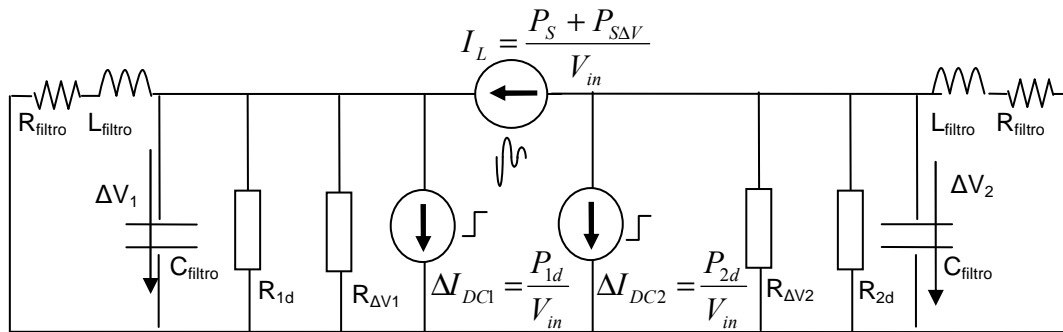


Figura 4.30. Modelo de pequeña señal para el análisis de la potencia de ambos convertidores

La dinámica de P_S no sólo viene definida en función del parámetro “ m_D ” del Droop control, tal y como se ha descrito al inicio del apartado 4.7, sino que ahora hay que considerar la potencia $P_{\Delta V}$. Tal y como se ha indicado en (4.26), $P_{\Delta V}$ depende de la potencia extra que cada convertidor entrega a la carga debido a las oscilaciones en la tensión de los buses de entrada, siendo su dinámica dependiente de las variaciones de tensión:

$$P_{\Delta Vi}(s) = \frac{\Delta V_i(s)}{R_{\Delta Vi}} \cdot V_{in} \quad (4.28)$$

Donde el incremento en la tensión de cada convertidor se define como:

$$\Delta V(s) = (I_S + \Delta I_{DCi})(s) \cdot F_{modelo}(s) \quad (4.29)$$

Por un lado $F_{modelo}(s)$ ha sido obtenida en (4.24). Por otro lado, la suma de corrientes $(I_S + I_{DCi})$ representa la potencia total del convertidor y se puede definir como:

$$(I_S + I_{DCi})(s) = \frac{P_i(s)}{V_{in}} \quad (4.30)$$

Agrupando (4.28), (4.29) y (4.30) se obtiene la función de transferencia que define la potencia extra suministrada debido a la oscilación del bus de entrada en cada convertidor:

$$P_{\Delta Vi}(s) = \frac{F_{modelo i}(s)}{R_{\Delta Vi}} \cdot P_i(s) \quad (4.31)$$

Incorporando esta potencia al lazo de control analizado anteriormente, se obtiene un nuevo lazo que define la dinámica del sistema cuando no hay ajuste de moduladora y con Droop control, según se muestra en la figura 4.31:

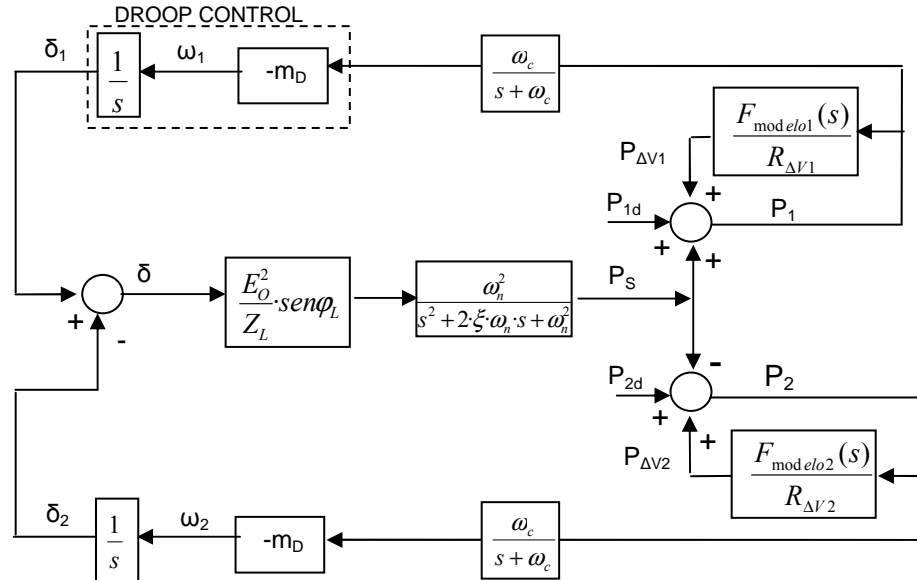


Figura 4.31. Diagrama de bloques para la obtención de la potencia activa

A continuación, en la figura 4.32 se muestra el lugar de las raíces del lazo anterior, con el fin de mostrar la dinámica del sistema en función de la ganancia. Conforme se incrementa el valor de la ganancia " m_D " impuesta por la técnica Droop el sistema es menos estable:

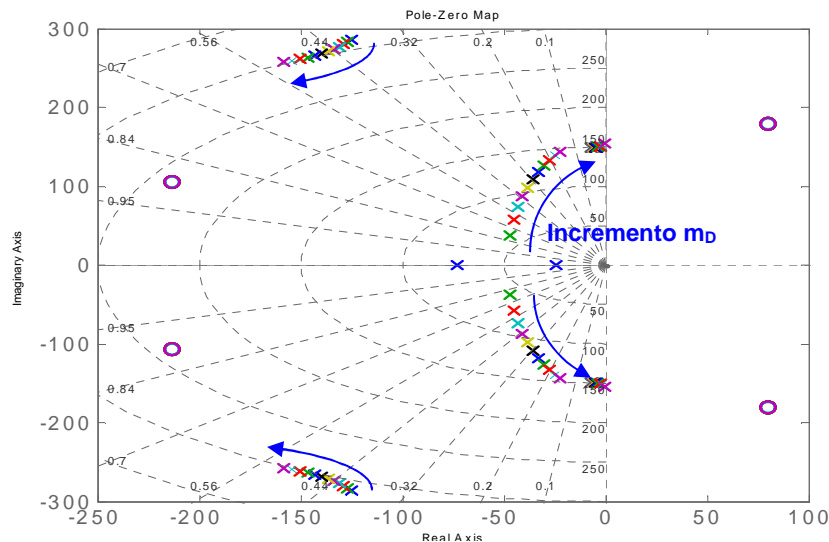


Figura 4.32. Variación de los polos del sistema en función del parámetro m_D

Comparando este lugar de las raíces con el obtenido en figura 4.12, se observa que hay dos nuevos polos y ceros debidos a la potencia $P_{\Delta V_i}$. Los polos añadidos se sitúan muy próximos al eje de ordenadas y son el motivo de la inestabilidad del sistema. Conforme el valor del parámetro de control " m_D " se incrementa, estos polos pueden situarse en el semiplano derecho con lo que el sistema se inestabilizaría. El hecho de no ajustar la moduladora con suficiente rapidez conlleva que el sistema es más inestable que en el caso anterior, ya que la potencia transferida $P_{S_{\Delta V}}$ oscila a la frecuencia del filtro de entrada, excitando esta frecuencia y contribuyendo a la inestabilidad del sistema.

Antes de finalizar, conviene señalar que el modelo obtenido en la figura 4.30 es un modelo general y es válido para todos los casos (un único convertidor alimentando las cargas o dos convertidores en paralelo, con y sin ajuste de moduladora) ya que comprende todos los elementos. Todos estos modos de funcionamiento son casos particulares que se obtienen simplificando el modelo general.

4.4.1.3 ESTABILIDAD DEL BUS DE ENTRADA ANTE VARIACIONES DE LA TENSIÓN DE LA CATENARIA

Si la variación se produce en la tensión de la catenaria en lugar de la carga, también se producen oscilaciones en la tensión del bus DC, siendo el comportamiento del sistema diferente si se realiza o no el ajuste de la moduladora.

i) Control con ajuste de la moduladora

Con ajuste de moduladora, el bus de salida está desacoplado del de entrada, por lo que no sufre alteración ante las variaciones de este último. En tal caso, el modelo que define la dinámica del sistema se muestra en la figura 4.33:

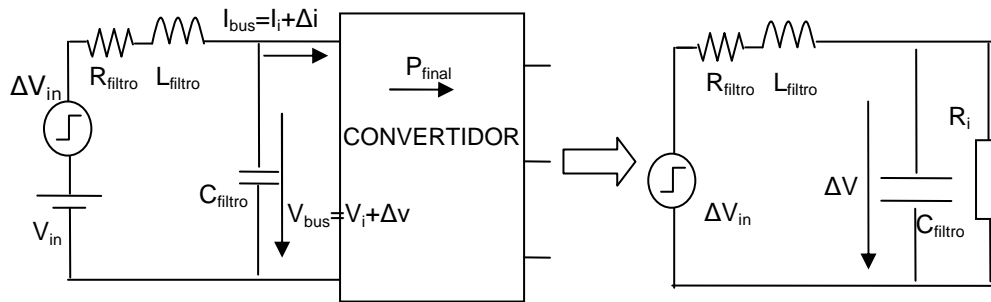


Figura 4.33. Efecto de la variación de la tensión de entrada en el filtro del convertidor

La función de transferencia que define la dinámica del bus DC es:

$$F_3(s) = \frac{\Delta V(s)}{\Delta V_{in}(s)} = \frac{R_i}{s^2 \cdot (L_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro}) + s \cdot (R_{filtro} \cdot R_i \cdot C_{filtro} + L_{filtro}) + (R_i + R_{filtro})} \quad (4.32)$$

En este caso, como no hay ceros en la función de transferencia, la dinámica sólo viene definida por los polos de la función de transferencia. Estos polos son los mismos que los de la función de transferencia $F_1(s)$, ya que sus ecuaciones características coinciden. Por tanto, debido a la ausencia del cero, las oscilaciones que sufra el bus de entrada serán siempre menores con variaciones en la tensión de entrada, ΔV_{in} , que con variaciones en la potencia demandada ΔI_{DC} .

ii) Control sin ajuste de la moduladora

Con ajustes de moduladora lentos se incluye también en el modelo la resistencia $R_{\Delta V}$ obtenida en el apartado 4.7.1.2. Esta resistencia amortigua el sistema pero cuando se implementa el Droop control, como las oscilaciones del bus DC se trasladan al bus AC y hacen variar la potencia consumida por las cargas, el Droop control actúa tratando de

compensar dichas variaciones. Del mismo modo que en el apartado anterior, la acción del Droop control puede llegar a inestabilizar el sistema. Esta situación se muestra en la figura 4.34 donde la acción de control introducida tiene una dinámica del orden de la frecuencia de resonancia del filtro de entrada y no se realiza ajuste de moduladora.

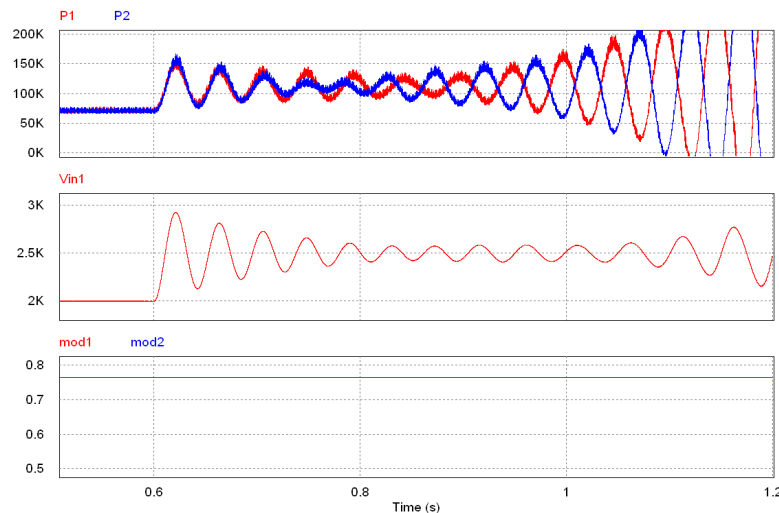


Figura 4.34. Oscilación de la potencia y de la tensión de los buses de entrada

Tras los análisis realizados se concluye que la conexión de convertidores en paralelo sólo se puede realizar con garantía ajustando la moduladora con suficiente rapidez como para evitar trasladar las oscilaciones del bus de entrada al bus AC. En caso contrario el sistema se puede inestabilizar al tratar de equilibrar la potencia de los convertidores.

4.5 OTRAS ESTRATEGIAS PARA REGULAR LA POTENCIA REACTIVA

Tras haber analizado el ajuste de la potencia activa, a continuación se sigue con el análisis de la potencia reactiva, donde anteriormente se había indicado la imposibilidad de obtener el equilibrio potencia reactiva con la técnica tradicional. Por ello, esta tesis analiza otras alternativas que puedan ofrecer mejores resultados.

La técnica Droop control no consigue igualar las potencias reactivas a partir de variaciones de tensión proporcionales a la potencia reactiva de cada convertidor, sin embargo reduce su desequilibrio. El incremento del parámetro n_D favorece la reducción del desequilibrio, es decir, consigue acercarse más a la relación E_1/E_2 que garantiza el equilibrio de las potencias reactivas. Sin embargo elevados valores del parámetro n_D suponen reducir en exceso la amplitud de la tensión de las fuentes.

Según se ha analizado en el capítulo 2, la relación E_1/E_2 óptima para obtener el equilibrio es muy próxima a la unidad, por lo que no es necesario que E_1 y E_2 tomen valores muy lejanos de su valor nominal. Sin embargo, la técnica Droop control clásica se aproxima a la relación E_1/E_2 óptima conforme se incrementa el valor de control n_D , pagando un alto precio en forma de pérdida innecesaria de tensión. Por este motivo, se analizan otras estrategias basadas en el Droop control que mejoren el ajuste de la potencia reactiva y eviten pérdidas inadmisibles en la tensión, que según la norma EN 50533 debe ser del 5% a la salida del convertidor.

4.5.1 TÉCNICAS DE VARIACIÓN DE AMPLITUD EN FUNCIÓN DE LA POTENCIA REACTIVA

Una de las alternativas propuestas es reducir de forma más acentuada la amplitud cuando la potencia reactiva de los convertidores es próxima a su valor nominal y en menor medida con potencias reactivas menores, pudiendo alcanzar un punto de operación diferente al obtenido con la estrategia clásica. De este modo, con potencias bajas el desequilibrio de la potencia reactiva es mayor que con el Droop control tradicional. En cambio, cuando los convertidores manejan más potencia, el ajuste de la potencia reactiva es mejor. Para ello, las estrategias de control utilizadas modifican la amplitud de forma no lineal, siguiendo funciones cuadráticas o haciendo un control convencional combinando intervalos lineales. En la figura 4.35 se muestran 4 posibles estrategias de variación de la tensión en función del valor de la potencia reactiva. Con color azul se muestra la estrategia de Droop control convencional, donde el valor del parámetro n_D seleccionado supone una caída total de la tensión del 5% a la potencia nominal. Esta estrategia se compara con otras, donde la pendiente la curva es menor en las potencias bajas pero se incrementa notablemente en las potencias altas.

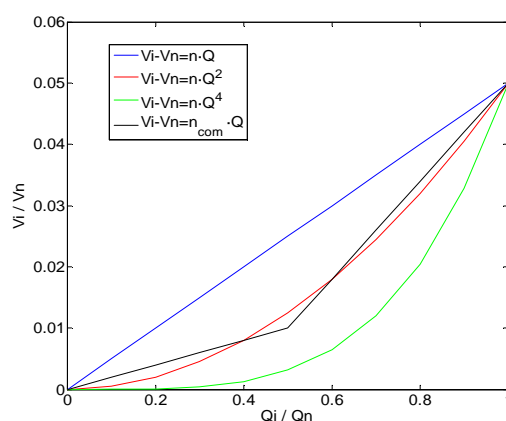


Figura 4.35. Estrategias de control de la potencia reactiva

Las tres nuevas estrategias planteadas reservan parte del incremento de la tensión disponible para cuando los equipos trabajan con niveles de potencia elevados.

En la figura 4.36 se compara el Droop control convencional con las tres nuevas estrategias: una variación lineal combinada, una variación cuadrática Q^2 y una variación con Q^4 . En la gráfica superior se representan las potencias en el desequilibrio Q_{id} y las potencias finales Q_i tras el ajuste realizado con cada estrategia de control y en la gráfica inferior la pérdida de tensión eficaz debido a la acción de control:

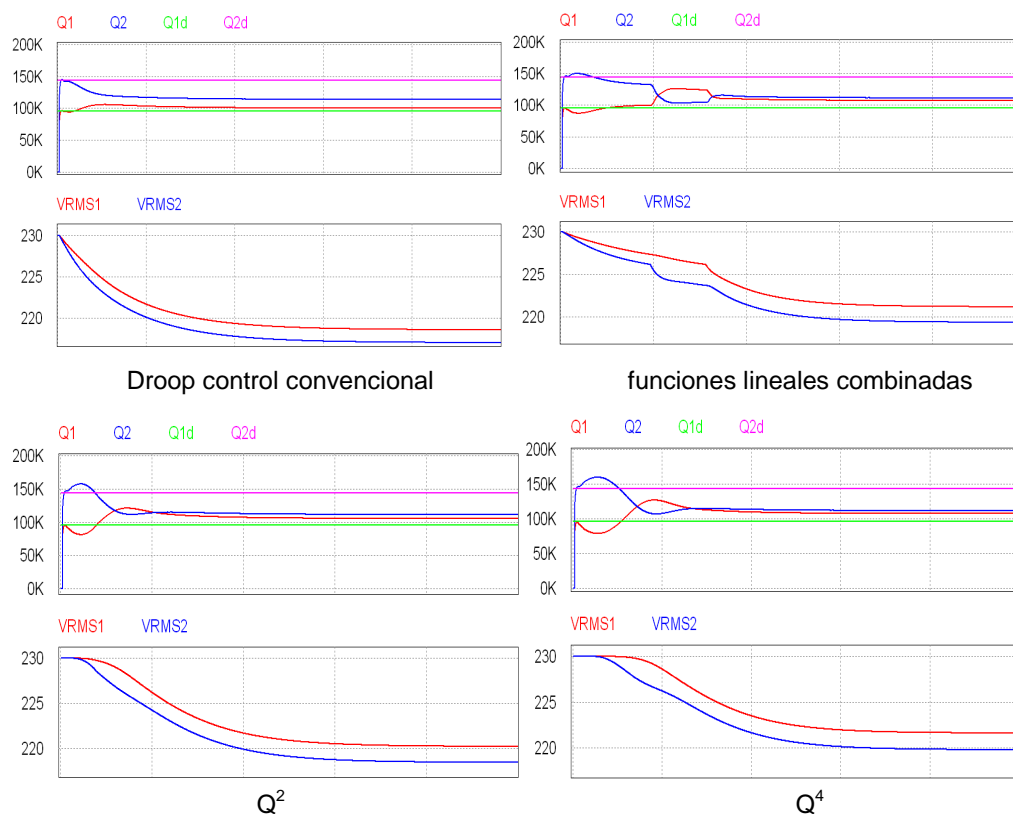


Figura 4.36. Comparativa de las distintas técnicas de control de la potencia reactiva

En los ejemplos mostrados, se observa que el Droop control convencional consigue mejorar el desequilibrio de la potencia reactiva inicial de $Q_{1d}/Q_{2d}=66.7\%$ hasta $Q_1/Q_2=90\%$ con una caída de tensión del 5%. Con las nuevas estrategias se consigue reducir el desequilibrio de la potencia reactiva de forma más efectiva y con una menor caída de tensión. En el caso de Q^2 se consigue una relación en el promedio de potencias

$Q_1/Q_2 \approx 95\%$, y en el caso de utilizar funciones lineales combinadas y del control a partir de Q^d la relación de potencias alcanzada el 96% con una caída de tensión del 4%.

4.5.2 VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE LOS CONVERTIDORES MEDIANTE INDUCTANCIAS VIRTUALES

Otra forma de equilibrar la potencia reactiva suministrada por los inversores consiste en la implementación de impedancias virtuales por medio de control de la tensión de los inversores. Esta técnica se describe en [GUE05] donde se ajusta la tensión de una fuente conectada en paralelo con otra, mediante una inductancia virtual. Esta inductancia virtual se ajusta en función de la potencia reactiva local según la siguiente expresión: $L_{\text{virtual}} = L_0 + \text{cte} \cdot Q$, donde L_0 es la inductancia de referencia en ausencia de potencia demandada.

El hecho de introducir una inductancia extra igual en ambos inversores reduce el desequilibrio existente de impedancias entre la conexión de los convertidores y las cargas, originado por un reparto no uniforme de las cargas. Además, como la inductancia virtual introducida aumenta cuanto mayor es la potencia reactiva suministrada por el equipo, el desequilibrio se ve reducido de forma más efectiva. Ya que se está incrementando la inductancia en el equipo cuya impedancia hasta la carga es menor. La forma de introducir una inductancia virtual en el sistema en un rango de frecuencias determinado, se realiza modificando la tensión de salida a partir de la siguiente expresión:

$$\vec{E}_i = \vec{E}_o - L_{\text{virtual}} \cdot \frac{s}{s + \omega_c} \cdot \vec{I}_i \quad (4.33)$$

La tensión inicial de la fuente E_o se ve reducida por la caída de la tensión en la inductancia virtual en función de la corriente demandada. La reducción de la tensión se realiza para un rango determinado de frecuencias. Para ello, la corriente se filtra con un filtro paso-alto que actúa como una bobina hasta la frecuencia de ω_c . A partir de dicha frecuencia el filtro se comporta como una resistencia de valor L_{virtual} . Para que la reducción de la tensión sea la deseada, se ajusta el valor de la impedancia virtual. Cuanto mayor sea el valor de la inductancia virtual menor es el desequilibrio de las potencias reactivas, aunque mayor es la pérdida efectiva de tensión y, por tanto, de la potencia entregada a la carga. Además, tal y como se ha indicado anteriormente, no es posible igualar las potencias reactivas.

En la figura 4.37 se muestra el ajuste de la potencia reactiva para un desequilibrio inicial $Q_1/Q_2 = 66.7\%$. A partir del instante $t = 0.1s$, se implementa el control mediante la inductancia virtual obteniendo una relación de potencias de $Q_1/Q_2 = 96\%$, mediante caídas de la tensión superiores al 10%.

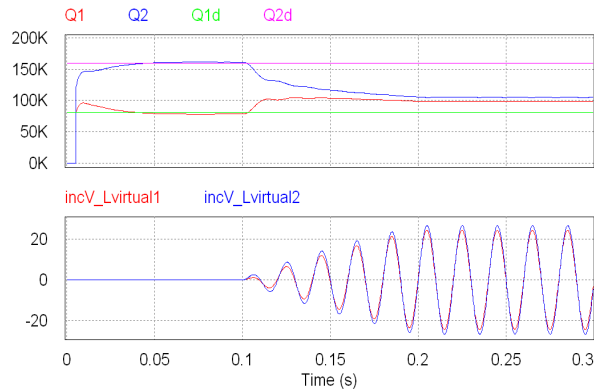


Figura 4.37. Ajuste de la potencia reactiva con impedancias virtuales

Este control analizado con fuentes ideales, varía cuando se aplica a la configuración del sistema auxiliar del tren, ya que la existencia del filtro de salida de los convertidores altera la respuesta del sistema. Para analizar la respuesta dinámica del sistema se representa la variación de la corriente respecto de la tensión de las fuentes. Para ello, se aplica el teorema de la superposición y se cortocircuita una de las fuentes analizando la función de transferencia I_i/E_i en el dominio de la frecuencia, figura 4.38:

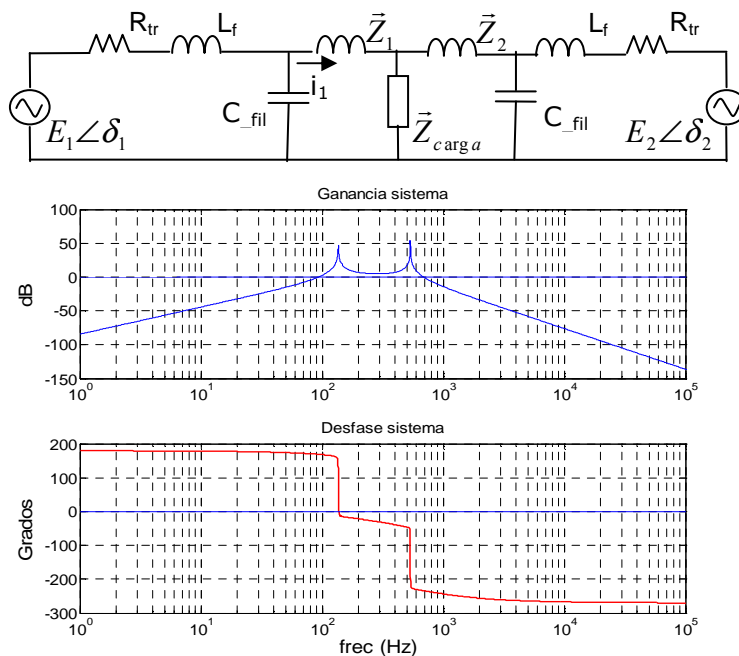


Figura 4.38. Modelo de impedancias y diagrama de Bode de I_i/E_i

En el diagrama de Bode se observa que el sistema tiene dos frecuencias de resonancia: una correspondiente a la inductancia del filtro (L_f) con los condensadores en paralelo ($2 \cdot C_{fil}$) y otra correspondiente a las inductancias de las líneas Z_1 y Z_2 con el condensador del filtro. Se observa que, en la segunda resonancia, cuando la ganancia es mayor que la unidad la fase es menor de -180° . Esto implica que si se implementa la técnica de la inductancia virtual, es decir, se cierra el lazo de control según se muestra en la figura 4.39, el sistema sería inestable.

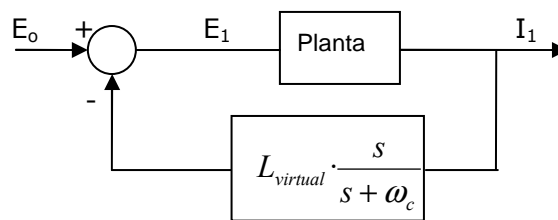
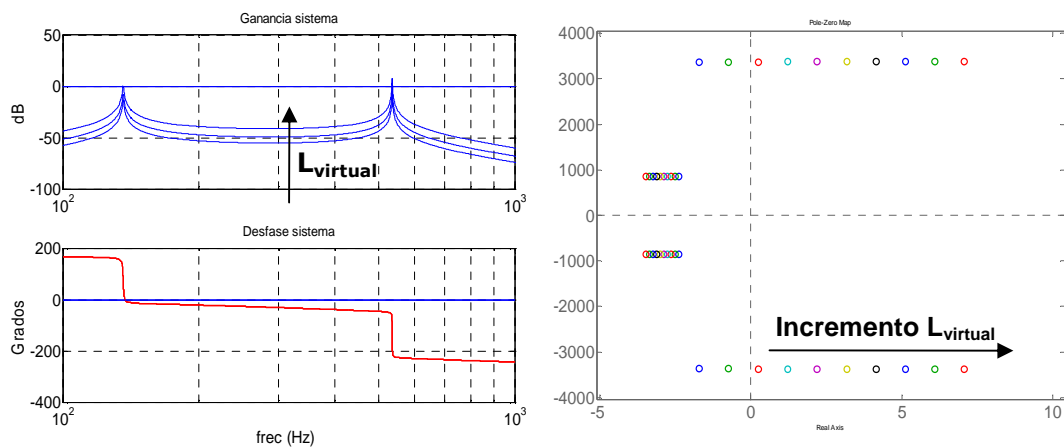
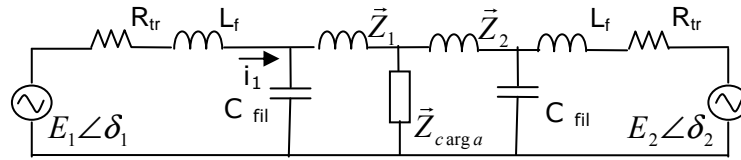


Figura 4.39. Lazo de control

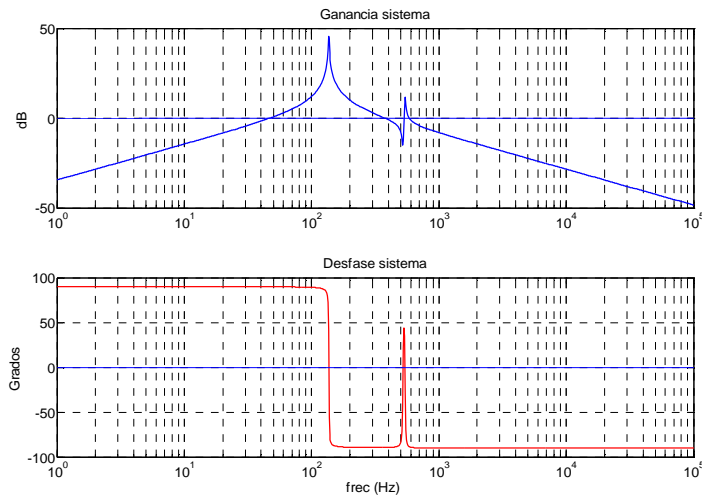
En la figura 4.40 se muestra cómo el sistema tiende a inestabilizarse al incrementar la inductancia virtual, $L_{virtual} \in [1\mu H, 10\mu H]$:

Figura 4.40. Diagrama de Bode y Lugar de las raíces en función de $L_{virtual}$

Si la variación de la tensión del inversor, se realizase con la medida de corriente tomada antes del condensador del filtro de salida como se muestra en la figura 4.41, el comportamiento sería diferente. En este caso, el efecto de la realimentación sería incrementar la impedancia a la salida del inversor L_f en lugar de a la salida del convertidor, después del filtro.

Figura 4.41. Modelo de impedancias de I_i/E_i

Analizando la relación i_i/E_i en lazo abierto se observa que la respuesta en frecuencia es muy diferente, tal y como se muestra en el diagrama de Bode de la figura 4.42, ya que la fase no supera los -90° en todo el rango de frecuencias:

Figura 4.42. Diagrama de Bode de I_i/E_i

Cuando se cierra el lazo, el sistema no se inestabiliza para ningún valor de $L_{virtual}$, todo lo contrario, desplaza los polos del sistema hacia el lado izquierdo del semiplano negativo en el Lugar de las raíces, tal y como se muestra en la figura 4.43:

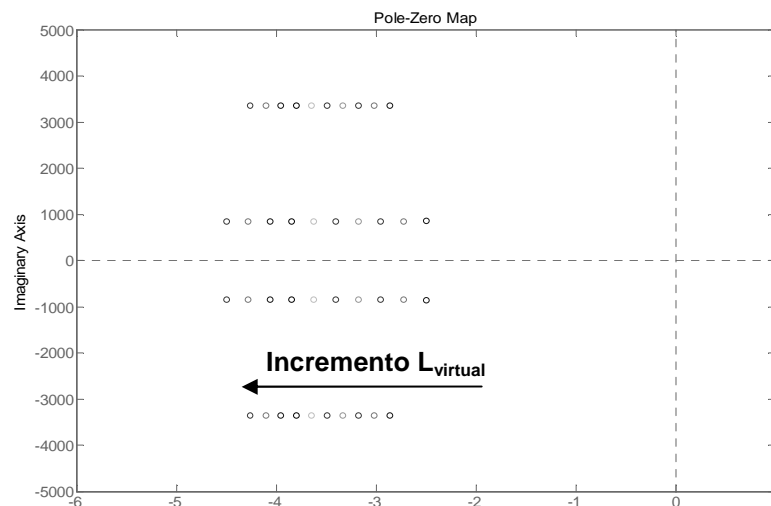


Figura 4.43. Variación de los polos del sistema en función de $L_{virtual}$

Por tanto, el sistema siempre es estable, porque el control realizado equivale a aumentar la inductancia del filtro de salida del inversor. El valor de $L_{virtual}$ estará limitado por la máxima variación de tensión aceptable en los inversores.

4.6 SINCRONIZACIÓN EN LA CONEXIÓN DE LOS CONVERTIDORES EN PARALELO

En este apartado se destaca la importancia de la sincronización en la conexión de los convertidores en paralelo. Si un convertidor está alimentando una carga y posteriormente se conecta el otro convertidor, se produce un transvase de potencia en función de la diferencia de tensiones instantáneas existente en el momento de la conexión. Estas diferencias de tensión pueden deberse tanto a la fase como a la amplitud de la moduladora y al retardo introducido por el filtro.

La sincronización de las componentes fundamentales de las tensiones de los convertidores debe realizarse de forma precisa. Esta componente fundamental está definida por la moduladora. Una diferencia en la frecuencia, en la fase o en el índice de modulación entre las moduladoras de los inversores supone un transvase de potencia entre los mismos. La baja impedancia del bus AC, puede provocar que pequeñas diferencias den lugar a un transvase de potencia muy elevado.

En la figura 4.44 se muestran dos convertidores sincronizados a la misma frecuencia pero con un error de fase, que provoca que en el momento de la conexión, no sólo no se

comparta la potencia demandada, sino que el convertidor que estaba alimentando a la carga transvasa potencia al otro, sufriendo de este modo una mayor sobrecarga:

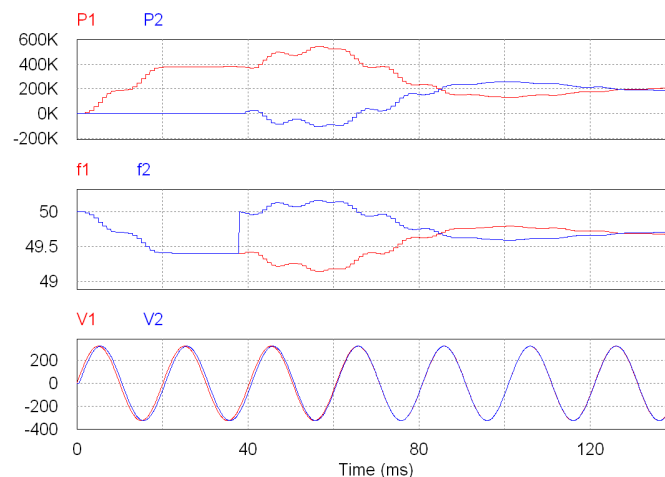


Figura 4.44. Control de la potencia activa con error en la fase en el momento de la conexión

En cuanto a las diferencias de amplitud, éstas también originan un transvase de potencia entre los convertidores, aunque la sensibilidad es menor que en el caso de la fase. Según las ecuaciones indicadas en (2.3), la ganancia que multiplica la fase es E_0 veces mayor que la ganancia que multiplica la diferencia de amplitud. Con el fin de evitar transvases de potencia indeseados, es conveniente conocer la amplitud, la fase y la frecuencia de la tensión en la línea y sincronizar ambas tensiones antes de la conexión del segundo convertidor. Como el Droop control actúa sobre la frecuencia, cuando un convertidor está conectado y alimentando cargas su frecuencia es siempre inferior a su valor nominal. Si se desea conectar el otro convertidor, su moduladora debe adaptarse a la frecuencia del bus AC que define el otro convertidor. Por todo ello se emplea un Phase Locked Loop (PLL) para sincronizar la conexión del segundo convertidor. En cualquier caso, los pequeños errores de fase, pueden provocar un transvase de potencia en el transitorio que será corregido por el Droop control.

4.7 RECUPERACIÓN DE LA FRECUENCIA DE 50 HZ

El ajuste de la potencia activa mediante la técnica Droop control supone que la frecuencia de trabajo sea siempre inferior a 50Hz. Sin embargo, se puede realizar una variante del Droop control convencional que permite recuperar la frecuencia original de 50Hz. Para ello, el ajuste de la frecuencia se realiza a partir de la medida de potencia local, previamente filtrada por un filtro paso alto [GUE05]:

$$\omega = \omega_0 - m_D \cdot \tilde{P} \quad \text{donde} \quad \tilde{P} = \frac{s}{s + \omega_C} \cdot P \quad (4.34)$$

En función del ω_C seleccionado, la potencia filtrada introducida en el control puede reflejar perfectamente las variaciones de potencia en la carga. Sin embargo, cuando la potencia demandada alcance el régimen permanente, su valor es nulo. De esta forma, la consigna de potencia introducida al control es la de no reducir la frecuencia de trabajo y el sistema recupera los 50Hz. Para que el ajuste de las potencias de ambos convertidores se realice de forma correcta, la recuperación de la frecuencia debe ser lenta en comparación a la variación de la potencia en la carga. Es decir, la constante de tiempo del filtro $\zeta=1/\omega_C$ debe ser muy inferior a la de la variación de la potencia. En caso contrario, el control recupera la frecuencia de 50Hz antes de que se haya alcanzado el equilibrio. En la figura 4.45 se muestra un ejemplo donde existe un desequilibrio en las impedancias que ven ambos convertidores y el Droop control ajusta la potencia de ambos. Se simula un cambio en la potencia demandada ante dos escenarios, uno con frecuencia de corte del filtro paso alto es de 5rad/s (izquierda) y otro con 100rad/s (derecha). En las gráficas se representa la frecuencia de trabajo, la potencia en cada convertidor y la potencia filtrada utilizada para el ajuste de la potencia activa:

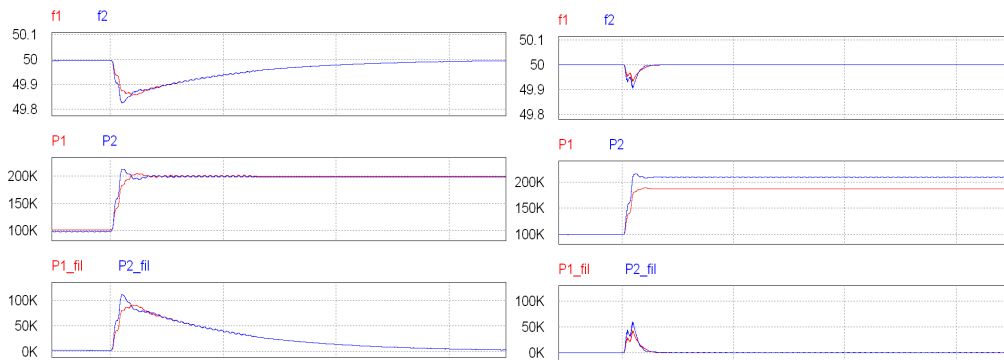


Figura 4.45. Control de la potencia activa con $\omega_C=5\text{rad/s}$ y $\omega_C=100\text{rad/s}$

Se observa que ambos recuperan la frecuencia de 50Hz aunque en el caso de dinámicas rápidas, sin haber conseguido ajustar la potencia de ambos convertidores. Como consecuencia de lo anterior, resulta claro que este método fallaría en el caso de variaciones lentas de la potencia. El hecho de utilizar una medida de potencia con un filtro paso-alto implica que el control no detecta las variaciones lentas de la carga y por tanto no las corrige. En la figura 4.46, se muestra un ejemplo donde la variación lenta supone un reparto desigual de la carga en los convertidores, donde se representa la frecuencia de trabajo, la potencia en cada convertidor y la potencia filtrada utilizada para el ajuste de la potencia activa:

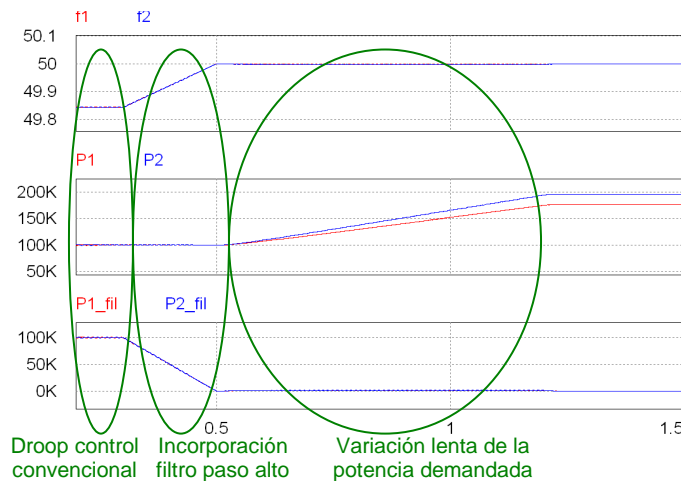


Figura 4.46. Desequilibrio en la potencia activa debido a la variación lenta de potencia demandada

Se parte de una situación inicial donde el Droop control convencional ha ajustado la potencia activa y, como consecuencia, la frecuencia de trabajo es inferior a los 50Hz originales. A partir del instante $t=0.3s$ se aplica el control propuesto para recuperar la frecuencia de 50Hz en $t=0.5s$. A partir de ese instante se hace variar la carga lentamente de forma que la potencia de cada convertidor se incrementa, de forma diferente, sin que el control sea capaz de detectar la variación.

Para resolver este problema, se plantea combinar la técnica de Droop Control convencional para ajustar la potencia cuando se producen cambios de potencia demandada por la carga y el Droop Control alternativo con filtro Paso Alto para, una vez estabilizadas las potencias, corregir el valor de frecuencia y recuperar los 50Hz. Para implementar dicha técnica, hay que considerar que con variaciones lentas de la potencia demandada y desequilibrios en las impedancias que ve cada convertidor, se puede dar el caso que conforme se incrementa la potencia, el convertidor con menor impedancia de línea detecte la variación de potencia mientras el otro todavía no detecta nada. En este caso uno de los convertidores variaría su frecuencia mientras el otro la mantiene constante y se produciría un flujo indeseado de potencia entre los mismos.

Esto se resuelve realizando un control de la potencia comparando datos en diferentes periodos de tiempo, para detectar variaciones lentas y rápidas de la potencia. Se trata de verificar que el cambio que exista entre dichas medidas no sea superior a un máximo permitido. Este control se ha implantado y simulado con resultado satisfactorio. A modo de ejemplo se muestra una secuencia de operación en la figura 4.47:

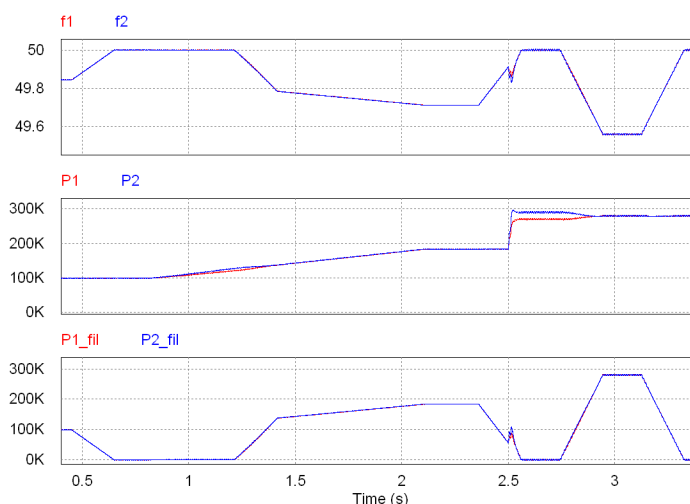


Figura 4.47. Control de la potencia activa combinado con comparaciones periódicas

Inicialmente los dos convertidores entregan la mitad de la potencia demandada por la carga. Aproximadamente a los 0.4s, el control detecta que las potencias no varían y va modificando las frecuencias de las moduladoras con una rampa para fijarla a 50Hz a los 0.6s. Posteriormente, a los 0.8s se produce un incremento progresivo en la potencia demandada y las potencias P_1 y P_2 comienzan a diferir. El sistema detecta esta variación de potencia y en 1.2s elimina el filtro para poder controlar las variaciones de potencia modificando la frecuencia de sus moduladoras. La variación lenta de potencia acaba en 2.1s y las potencias se estabilizan. A los 2.4s el sistema vuelve a tratar de recuperar la frecuencia de 50Hz, ya que las potencias son estables e inicia la rampa de recuperación de frecuencia. Sin embargo, a los 2.5s, se produce una variación brusca de potencia que produce un desequilibrio en las potencias entregadas por cada convertidor. Esta variación de potencia se detecta y a los 2.75s se comienza a corregir la diferencia de potencias, haciendo variar nuevamente las frecuencias. El sistema vuelve a estabilizarse con potencias iguales en ambos convertidores y tiene que volver a recuperar los 50Hz una vez más.

4.8 CONTROL EN SISTEMAS TRIFÁSICOS DESEQUILIBRADOS

Hasta ahora se ha considerado que el sistema trifásico es equilibrado y se ha analizado una de las fases de los convertidores, suponiendo que en el resto de fases ocurre lo mismo por lo que los resultados se podrían trasladar al sistema trifásico. Sin embargo, si el sistema trifásico no es equilibrado y una de las fases alimenta más potencia que las otras dos, surge la duda de si el Droop control es capaz de, además de equilibrar las

potencias de los convertidores, ajustar la potencia de cada una de las fases en cada convertidor. En el caso de implementar la técnica Droop control para corregir las posibles diferencias de potencia en cada una de las fases dentro de un mismo inversor, se produciría un transvase de potencia entre las propias fases que desequilibraría totalmente las tensiones del sistema trifásico según se muestra en la figura 4.48:

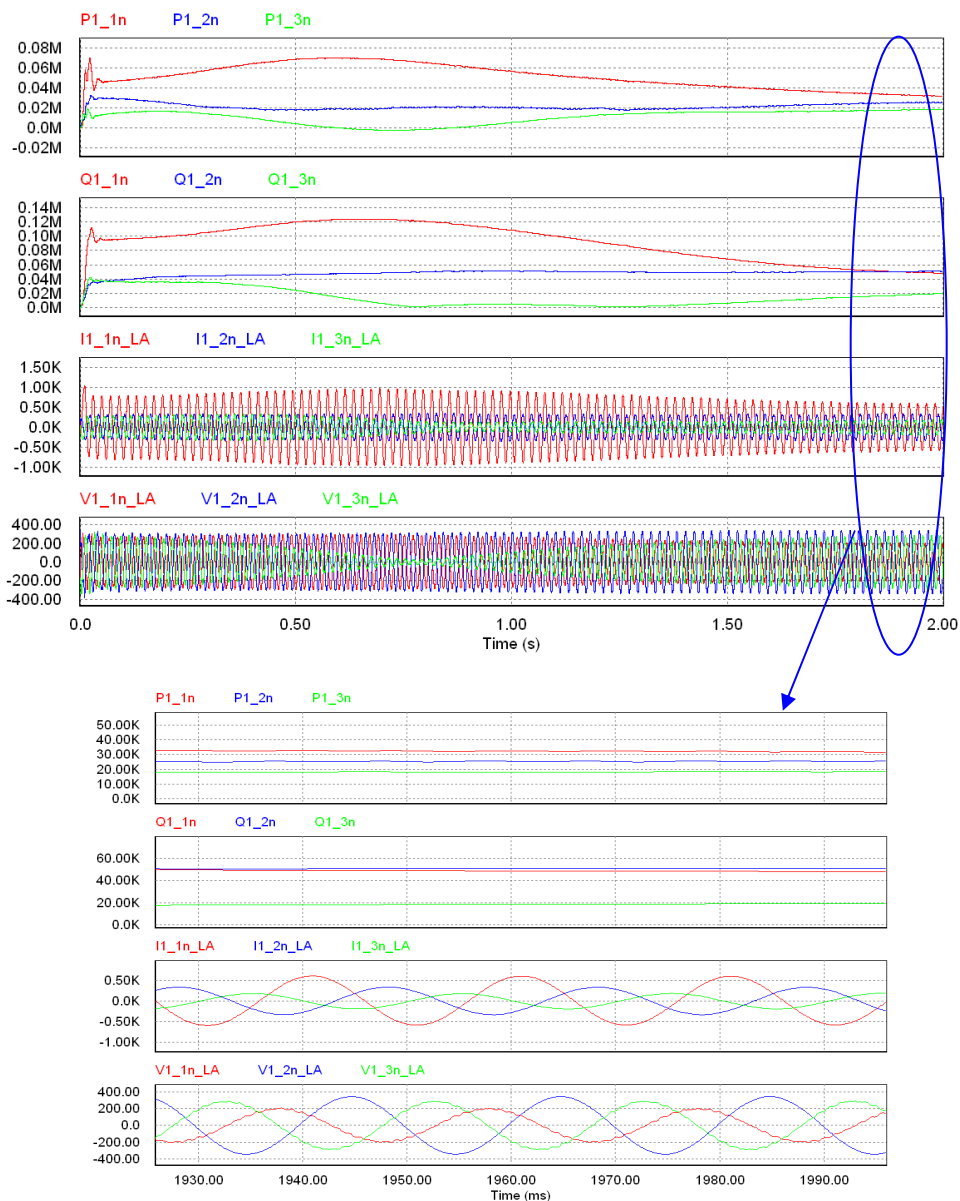


Figura 4.48. Droop control aplicado en cada una de las fases por separado

Se observa que la fase 1, en rojo, tiene una demanda inicial de potencia mayor que las otras fases. El desfase que introduce el Droop control en la fase 1 es mayor que en las otras fases y se produce una transición donde el transvase de potencia llega a anular la tensión de la fase 3, tal y como se observa en la última gráfica en color verde. El control reduce la diferencia de potencia activa entre las fases y se alcanza un régimen permanente, donde las potencias activas de cada fase coinciden, pero con un gran desequilibrio en la amplitud de las tensiones, mayor cuanto más desequilibrio de potencia exista. Este modo de funcionamiento no es aceptable

En un sistema trifásico no se puede actuar sobre la fase y amplitud de cada fase por separado, sino que el control actúa a partir de las medidas totales de la potencia trifásica de los convertidores y modifica la amplitud y fase de las tensiones de salida de las tres fases por igual. Por tanto, si existieran cargas monofásicas que produjesen un desequilibrio de potencia entre las fases, el Droop control no lo corrige y el desequilibrio de tensiones y corrientes sería similar al que se tendría sin implementar esta técnica de control.

4.9 ALIMENTACIÓN DE CARGAS NO LINEALES

Tal y como se ha analizado en el capítulo 2, las diferencias de impedancias entre el punto de conexión del convertidor y la carga, suponen un desequilibrio en el reparto de la potencia, afectando tanto a la componente fundamental como a las componentes armónicas de la corriente a la salida de los convertidores.

Una carga no lineal que siempre está presente en los sistemas auxiliares del tren es el puente rectificador de diodos trifásico. Esta carga mantiene con tensión un conjunto de baterías que, en el caso de que el tren sufra una falta de suministro eléctrico, el sistema sea capaz de alimentar ciertas cargas críticas. El rectificador trifásico genera componentes armónicas en la corriente del bus AC que contienen los armónicos 5º, 7º, 11º... (frecuencias de 250Hz, 350Hz, 550Hz...), tal y como se muestra en la figura 4.49:

se representa la impedancia Z_{eq} que ve la carga en el dominio de la frecuencia entre los puntos indicados como A y B. Es decir, la impedancia existente entre la propia carga no lineal y los convertidores:

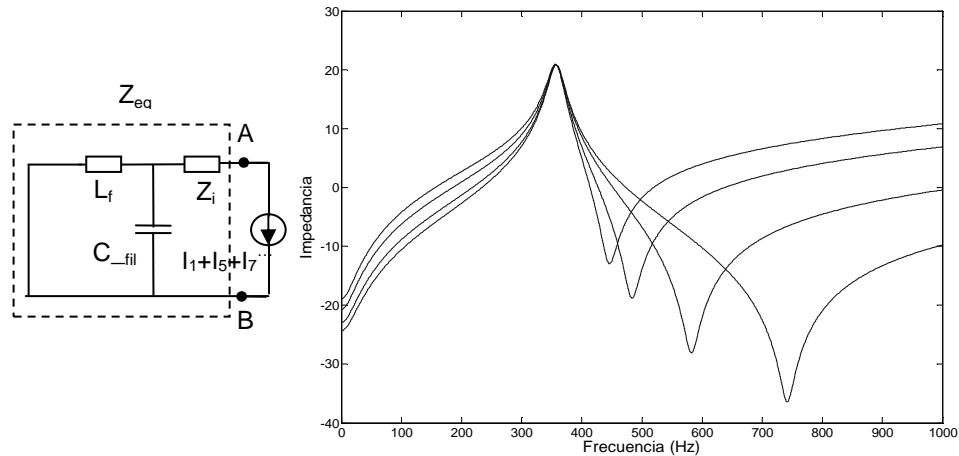


Figura 4.51. Impedancia vista por la carga

Se trata de una impedancia LCL donde hay un circuito tanque, formado por el condensador y la inductancia del filtro y un circuito resonante serie. Hasta la frecuencia de corte del filtro LC (ω_r que en la figura se ha definido como $2 \cdot \pi \cdot 350 \text{ rad/s}$), la impedancia aumenta con la frecuencia, siendo su comportamiento como el de una inductancia cuyo valor se puede calcular como:

$$L' = L_f \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} \quad (4.35)$$

Para frecuencias superiores a ω_r , la impedancia del circuito tanque tiende a asemejarse a la de un condensador con una capacidad que queda definida como:

$$C' = C_{fil} \cdot \left(1 - \left(\frac{\omega_r}{\omega} \right)^2 \right) \quad (4.36)$$

Posterior a la frecuencia ω_r , existe otra resonancia serie que depende de la inductancia de la línea contenida en Z_i y de la capacidad C' . Como Z_i es variable, el pico de resonancia puede desplazarse en el eje de frecuencias, pero siempre es mayor que ω_r .

De esta gráfica se pueden sacar varias conclusiones, por un lado la impedancia que ve la carga a la frecuencia de corte del filtro es muy alta. Si las componentes armónicas de la carga coinciden con dicha frecuencia, la tensión de la línea se verá fuertemente alterada.

Como la frecuencia de conmutación de los inversores es relativamente baja, la frecuencia de corte del filtro se sitúa en un rango de frecuencias delicado, por encima de los 50Hz del bus AC y por debajo de al menos la mitad de la frecuencia de conmutación. En este rango de operación es necesario evitar las frecuencias del 5º y 7º armónico principalmente en el diseño del filtro de salida, ya que pueden incrementar la distorsión de la tensión por encima de lo permitido según la norma EN 50533, donde se indica que el TDR debe ser inferior al 10% cuando se conectan cargas no lineales. Este efecto se muestra en la figura 4.52, donde la frecuencia de corte del filtro coincide con el 7º armónico de la carga no lineal.

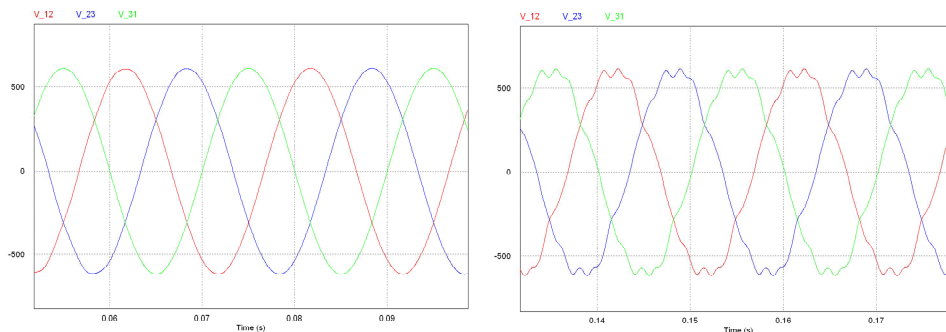


Figura 4.52. Influencia de la carga no lineal en la tensión de línea

Por otra parte, la impedancia mostrada en el entorno de la segunda frecuencia de resonancia es muy baja, siendo su frecuencia desplazada en función de la distancia a la que se encuentra la carga de cada convertidor. Esto implica que el reparto de los armónicos generados por las cargas no lineales es desigual y cada armónico es absorbido por el convertidor que muestre menor impedancia en cada frecuencia. Es decir, uno de los convertidores absorberá las componentes armónicas en un entorno de frecuencias y el otro convertidor el resto, tal y como se indica en la siguiente figura:

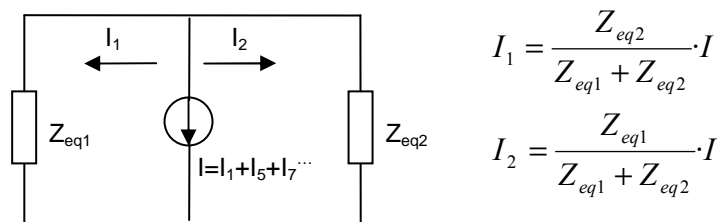


Figura 4.53. Reparto de las componentes armónicas de la carga en los convertidores

En el entorno de frecuencias donde Z_{eq1} se hace muy pequeña, el convertidor 1 absorbe prácticamente la totalidad de los armónicos generados por la carga $I_1(\omega) \approx I(\omega)$, mientras

que en el rango de frecuencias donde Z_{eq2} se hace muy pequeña lo hace el convertidor 2: $I_2(\omega) \approx I(\omega)$.

4.9.1 ESTRATEGIA PARA LA MEJORA EN EL REPARTO DE LOS ARMÓNICOS DEBIDOS A LAS CARGAS NO LINEALES

En el artículo [GUE05] se propone un control para mejorar el reparto de los armónicos debidos a las cargas no lineales entre dos fuentes de tensión conectadas en paralelo. El control consiste en introducir una impedancia virtual que varía su tamaño en función de la componente armónica que tenga la corriente en la fuente: $L_{virtual} = L_o + cte \cdot THD$, donde L_o es la inductancia de referencia en vacío. Esta inductancia virtual reduce la tensión de a partir de la siguiente expresión:

$$\vec{E}_i = \vec{E}_o - L_{virtual} \cdot \frac{s}{s + \omega_c} \cdot \vec{i}_i \quad (4.37)$$

Al igual que con la potencia reactiva, la inductancia virtual actúa en un rango de frecuencias determinado por ω_c . Para que el control de los armónicos sea efectivo el valor de $L_{virtual}$ debe ser de un orden similar a la impedancia de la línea, ya que si fuese más bajo no habría apenas margen de actuación. En la figura 4.54 se muestra el ajuste del reparto de los armónicos de una carga no lineal en el caso de un desequilibrio de impedancias entre las fuentes y la carga.

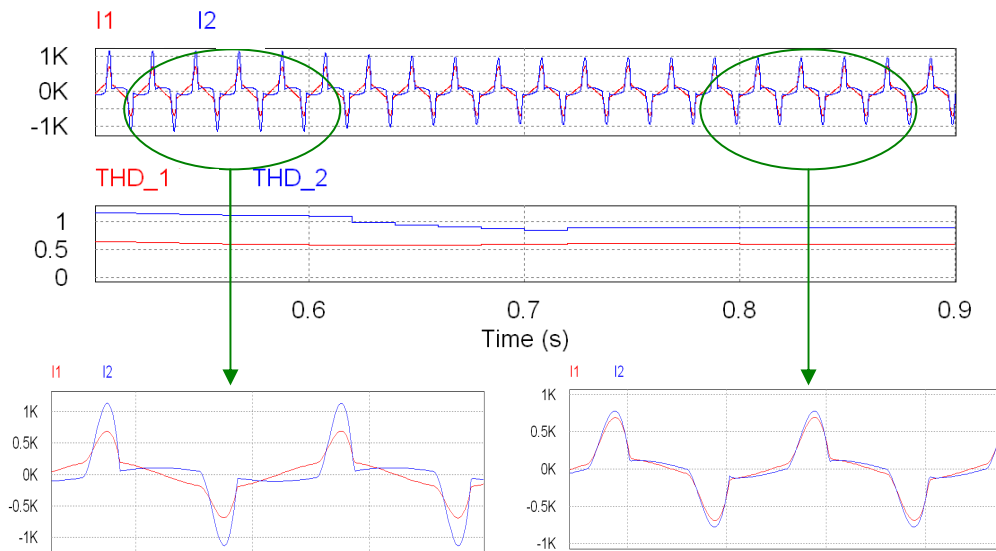


Figura 4.54. Ajuste del reparto de las componentes armónicas de la carga en los convertidores

Inicialmente no se aplica control de armónicos y en $t=0.6s$ se introduce el control indicado. Se observa que cuando se introduce el control, se reduce la diferencia entre las corrientes en cada una de las fuentes, ya que se incrementa la impedancia. En la segunda gráfica se muestra cómo la diferencia en los armónicos de la corriente en las fuentes también se reduce.

Al introducir la impedancia virtual se modifica la forma de onda de la tensión en las fuentes y aumenta su contenido armónico, tal y como se muestra en la figura 4.55:

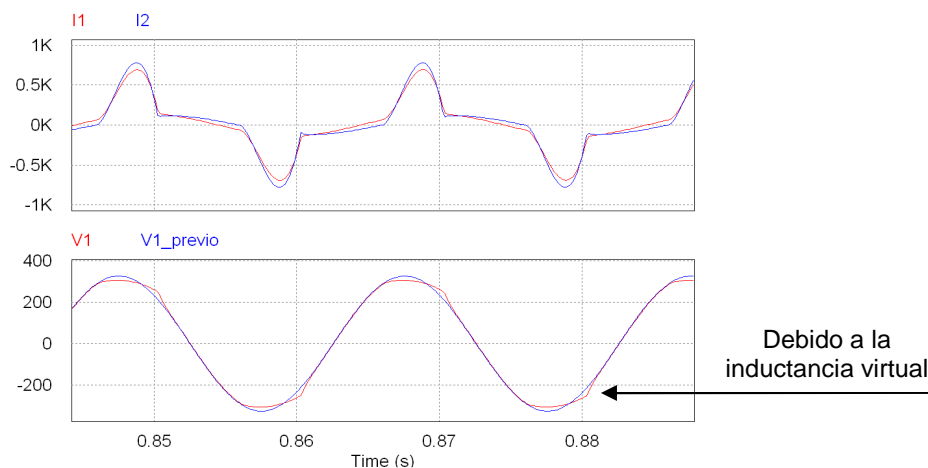


Figura 4.55. Deformación de la tensión de línea tras realizar el ajuste del reparto de las componentes armónicas

Teniendo en cuenta la configuración del sistema auxiliar del tren, es decir, considerando el filtro de salida, se comprueba que al realizar el control del reparto de armónicos mediante la inductancia virtual, se tiene el mismo caso que con el control de la potencia reactiva: El sistema no es estable si el control se realiza con la medida de la corriente tomada a la salida del convertidor y sí lo es cuando se realiza con la medida de corriente antes del condensador de salida. Sin embargo, este modo de control no es efectivo ya que alterar la inductancia del filtro LC, supondría cambiar la frecuencia de corte. Como se ha visto en el apartado 4.2 el margen de maniobra es muy bajo, ya que modificar el valor de la inductancia definida por diseño es muy delicado en cuanto a que se puede alcanzar frecuencias críticas. Por tanto, con esta técnica no se consigue evitar el reparto desigual de las componentes armónicas.

4.10 PERTURBACIONES DEBIDAS A LAS CONMUTACIONES DE LOS INVERSORES

En este apartado se analiza el efecto de las conmutaciones de los inversores en el modo diferencial y en el modo común del sistema. En cuanto al modo diferencial, se analiza el efecto debido al desfase de las portadoras que controlan el encendido de los IGBTs de los inversores. Respecto al modo común, se propone un modelo del sistema que facilita el análisis de la fuga de corriente a tierra.

4.10.1 DESFASE DE LAS PORTADORAS EN LA CONEXIÓN EN PARALELO

Un aspecto a tener en cuenta de los armónicos generados por los convertidores es la potencia que se transfiere entre los convertidores en la conexión en paralelo. No sólo se produce un flujo de potencia debido a la componente fundamental, determinada por la moduladora, sino que en función de las diferencias instantáneas de tensión, debido a desfases en las portadoras, se puede producir un flujo de potencia a la frecuencia de conmutación.

La onda portadora determina la frecuencia de conmutación y controla el encendido y apagado de los IGBTs de los inversores. La tensión ofrecida por los inversores se encuentra con el filtro LC que atenúa los armónicos generados en la conmutación reduciéndose el rizado en la tensión de salida. En el caso de que las portadoras no estén sincronizadas en fase, existen diferencias instantáneas en las tensiones de salida de ambos convertidores que suponen una circulación de corriente entre los mismos. Si no existe comunicación entre los convertidores, las portadoras pueden estar o no en fase. En algunos casos, como el descrito en el capítulo 3 es conveniente un desfase de portadoras para obtener un mejor rizado en la tensión a la salida del convertidor (técnica conocida como interleaving). Sin embargo, en el sistema formado por dos convertidores situados en los extremos del tren donde las cargas están distribuidas a lo largo del bus interno AC, el desfase de las moduladoras mejoraría la calidad de la tensión en las cargas conectadas en el punto medio del tren, pero apenas tendría efecto en las cargas próximas a cada uno de los convertidores. Es decir, las ventajas del interleaving no son aprovechadas por todas las cargas, no siendo posible reducir el tamaño de los filtros de salida de los convertidores.

En la figura 4.56 se muestra un esquema de la alimentación de las cargas con dos convertidores en paralelo según el sistema analizado en el capítulo 3 y el abordado en este capítulo:

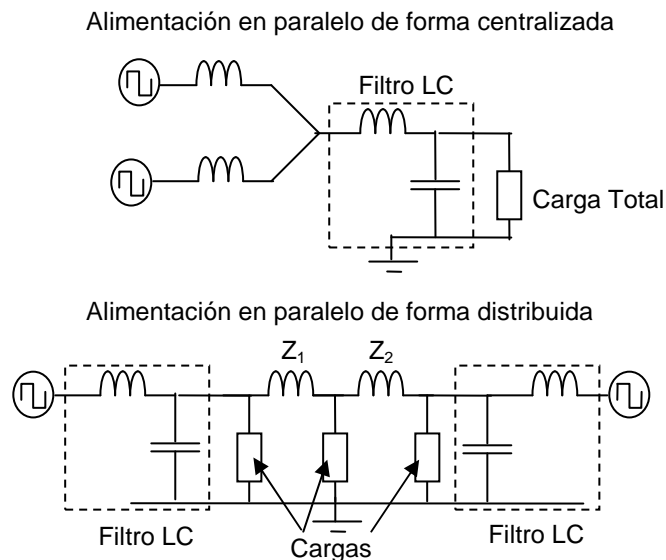


Figura 4.56. Esquemas de alimentación en paralelo centralizado y distribuido

En el primer caso, alimentación en paralelo centralizada, el interleaving mejora el rizado de la tensión de alimentación de las cargas, pudiendo diseñar un filtro de salida con una frecuencia de corte mayor reduciendo su tamaño. En el segundo caso, como las impedancias de las líneas Z_1 y Z_2 no son despreciables el rizado en la tensión de alimentación a las cargas próximas al filtro de salida apenas se ve reducido por el interleaving y no permite reducir los filtros de salida empleados. En este caso no conviene el desfase de portadoras que supone una corriente circulante y un transvase de potencia entre los convertidores.

Para evitar la circulación de corriente mencionada, en esta tesis se propone una estrategia de ajuste de la fase de la portadora. El control consiste en medir la componente armónica a la frecuencia de conmutación de la corriente de línea, mediante un filtro paso-banda centrado en la propia frecuencia de conmutación. En función de la media obtenida, se desplaza la fase de la portadora variando la pendiente de la triangular, de forma que se tiende a minimizar la componente armónica. De este modo las portadoras de ambos convertidores van igualando su fase mientras minimizan la componente de la corriente a la frecuencia de conmutación. En la figura 4.57 se muestra el resultado de implementar este método de control:

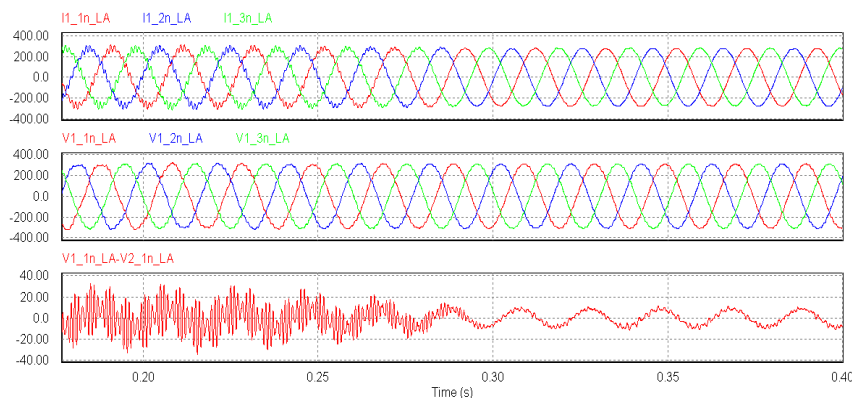


Figura 4.57. Minimización de la corriente circulante mediante ajuste de la portadora

Se muestra que inicialmente la corriente tiene una componente armónica a la frecuencia de conmutación, debido a que el desfase de las portadoras es de 180° . En $t=0.2s$ se introduce el desplazamiento de la portadora en el convertidor 2. A partir de ese momento, la portadora se va desplazando y la corriente va reduciendo su componente armónica sin que el reparto de las potencias, que depende de la componente fundamental de la tensión, se vea afectado.

4.10.2 ANÁLISIS DEL MODO COMUN

En este apartado se van a analizar las tensiones y corrientes en modo común en distintas partes del sistema, con el fin de conocer los caminos principales de la corriente y así poder mitigar o reducir la contaminación electromagnética generada por la conmutación de los inversores.

Para realizar el estudio del modo común, se propone un modelo simplificado del sistema que consta de todos los elementos más relevantes que participan en la fuga de corrientes a tierra, es decir, la fuente de tensión en modo común y las impedancias en alta frecuencia que tienen los distintos elementos que componen el sistema: bus DC, inversor trifásico, filtro, transformador y bus AC, tal y como se muestra en la figura 4.58:

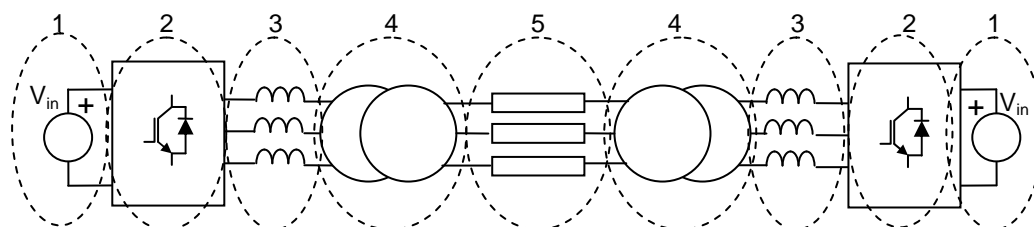


Figura 4.58. Elementos en la alimentación de los sistemas auxiliares de forma distribuida

A continuación se describen brevemente cada uno de los elementos representados:

1. El bus AC ha sido descrito en el capítulo anterior.
2. El inversor trifásico ha sido descrito en el capítulo anterior.
3. El filtro LC atenúa los armónicos de conmutación en la tensión de salida en modo diferencial y se forma a partir de la inductancia de fugas del transformador junto el triángulo de capacidades. En el análisis del modo común se considera sólo la inductancia de fugas L_{fi} , ya que el gran tamaño de las capacidades empleadas suponen cortocircuitos en alta frecuencia. Esta inductancia no incrementa su impedancia con la frecuencia permanentemente, sino que debido a las capacidades parásitas existentes entre las propias espiras, a las frecuencias elevadas su impedancia se ve reducida. Este aspecto se tiene en cuenta añadiendo una capacidad en paralelo, C_{fi} , a la inductancia de fugas.
4. El transformador, debido a su configuración de arrollamientos muestra diversas capacidades parásitas: entre espiras, entre espiras y núcleo magnético, entre espiras y tierra, entre arrollamientos y tierra, entre arrollamientos y núcleo magnético, entre primario y secundario y entre neutro y tierra. Sin embargo, se puede modelar de forma simplificada considerando las siguientes capacidades concentradas: entre cada una de las fases y tierra, tanto en el primario ($C_{f_p_gr}i$) como en el secundario ($C_{f_s_gr}i$) y una capacidad en cada una de las fases entre primario y secundario ($C_{p-s}i$), según la figura 4.59:

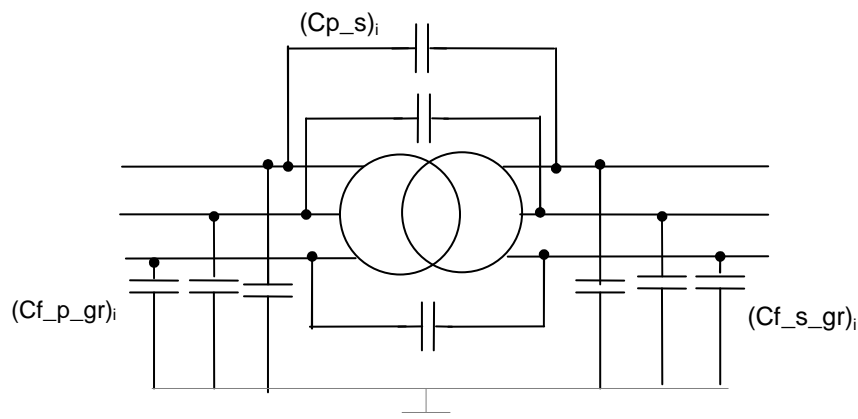


Figura 4.59. Modelo del transformador

5. Por último, la línea AC son cables largos que transmiten los pulsos generados por los inversores. Esta línea muestra una resistencia al paso de la corriente, una inductancia debido a la oposición de los cables ante los cambios en la corriente

que circula y una capacidad debido al aislamiento utilizado. En la figura 4.60 se representa un tramo de un cable de longitud dx :

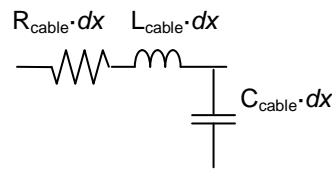


Figura 4.60. Modelo de un tramo de la línea AC

El comportamiento de la línea AC se puede representar por un modelo de parámetros distribuidos con infinitos tramos, como el mostrado en la figura anterior, conectados en serie, según se muestra en la figura 4.61:

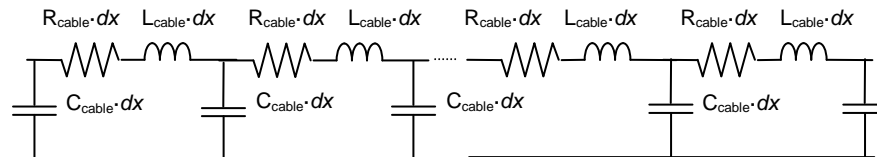


Figura 4.61. Modelo de parámetros distribuidos de la línea AC

Sin embargo, el objeto de este apartado es conocer el efecto que tiene la utilización de la técnica Droop control en la circulación de corriente de modo común. Por ese motivo, aun perdiendo información en la respuesta, se ha optado por considerar un modelo más sencillo donde se concentran los parámetros del cable con unos valores únicos R_{cable} , L_{cable} y C_{cable} que representan el total de la longitud del cable. Con el fin de que el modelo del cable sea simétrico se ha dividido la capacidad a ambos lados de la resistencia y de la inductancia, según se muestra en la figura 4.62:

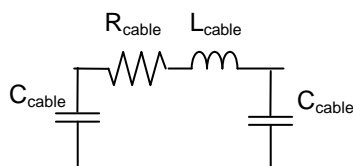


Figura 4.62. Modelo de parámetros concentrados de la línea AC

Este modelo se utiliza para los cables de fase, neutro y tierra.

El modelo en modo común considerando todos los elementos indicados se muestra en la figura 4.63:

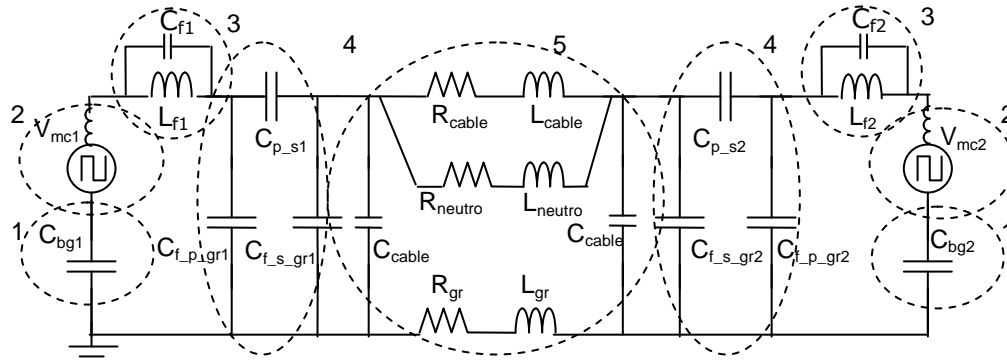


Figura 4.63. Modelo en modo común del sistema auxiliar

Las capacidades de los cables se encuentran en paralelo con las capacidades de los devanados de los secundarios de los transformadores a tierra. Estas últimas son muy superiores, por lo que las capacidades de los cables se consideran despreciables en este análisis. Realizando una transformación de impedancias de una configuración en Π a otra equivalente en T, el modelo queda según se muestra a continuación:

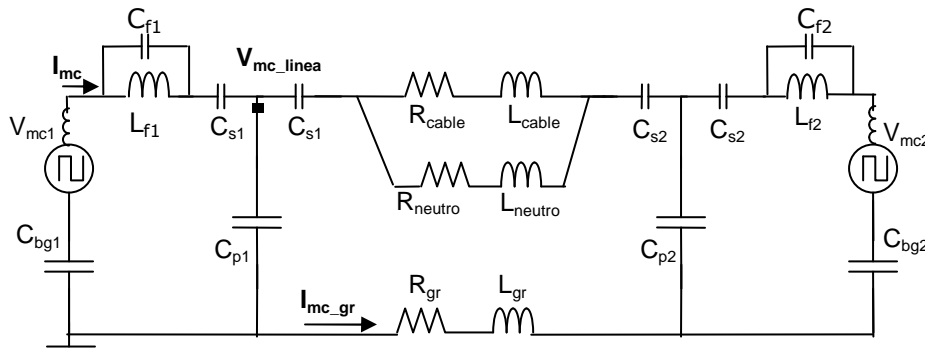


Figura 4.64. Transformación del modelo en modo común del sistema auxiliar

Generalmente, la capacidad entre primario y secundario del transformador suele ser inferior a la capacidad entre éstos y la tierra y por tanto $C_{pi} > C_{si}$. Suponiendo que la capacidad del primario y del secundario del transformador con la tierra del sistema coinciden ($C_{f_p_gri} = C_{f_s_gri}$), se cumple que las capacidades obtenidas C_{pi} y C_{si} guardan la misma relación que $C_{f_p_gri}$ con C_{p_si} . Por ejemplo, si $C_{f_p_gri}$ fuese el doble que C_{p_si} , se cumpliría que $C_{pi} = 2 \cdot C_{si}$.

Con objeto de conocer el comportamiento del sistema en el modo común, a continuación se analizan algunas de las variables más representativas como son: la corriente de modo común de los inversores (i_{mc}) y la tensión de modo común en el bus AC (V_{mc_linea}) y la corriente que circula entre los convertidores debido a las diferencias de tensión de modo común que se puedan producir (i_{mc_gr}), indicadas en la figura anterior.

i) Corriente de modo común en el inversor trifásico

Debido a que las capacidades indicadas en el modelo como C_{si} suelen ser significativamente inferiores a C_{pi} , la mayor parte de la corriente de modo común de los inversores va a tierra por C_{pi} . La amplitud de la corriente dependerá de la frecuencia encontrando un máximo a la frecuencia de resonancia de L_{f1} junto con las capacidades, dominada principalmente por la menor de ellas por encontrarse en serie. En las altas frecuencias, la capacidad C_{f1} ofrece a la corriente un camino de menor impedancia que L_{f1} y por lo que circulará por dicha capacidad produciéndose picos de corriente al resonar con las inductancias parásitas de los cables. En la figura 4.65 se muestra el circuito que define la corriente de modo común, así como una posible envolvente del espectro de la corriente para unos valores estimados de capacidades e inductancias parásitas:

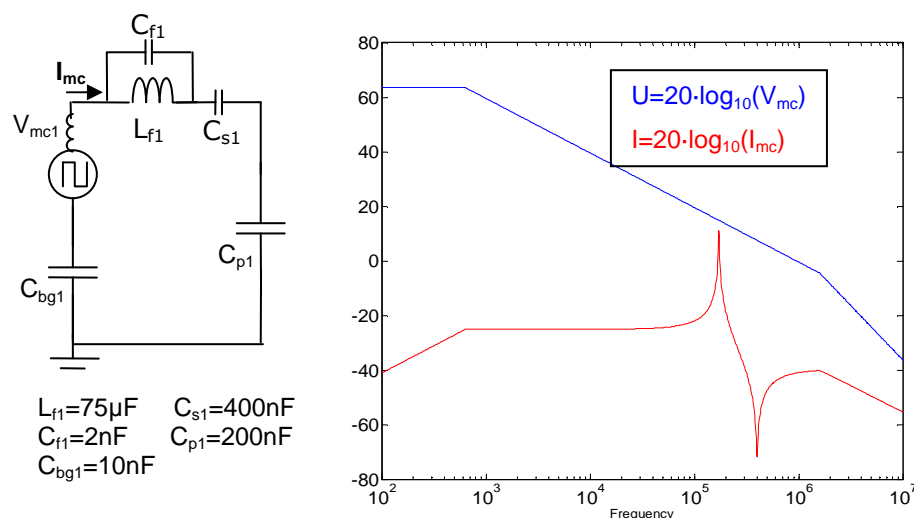


Figura 4.65. Corriente en modo común en función de la frecuencia

Según los parámetros introducidos, el pico de corriente se produce alrededor de los 100kHz y se debe principalmente a la resonancia de C_{bg1} con la inductancia L_{f1} . Posteriormente, a partir de la frecuencia de resonancia de L_{f1} con su capacidad en paralelo C_{f1} , alrededor de los 400kHz, la corriente en modo común circula por la capacidad parásita por encontrar menos impedancia en lugar de circular por la inductancia L_{f1} . En el diagrama de Bode se observa que la envolvente del espectro de la corriente en vez de tener una pendiente -20dB/década superior a la de la tensión, tiene una pendiente de +20dB/década, propio de un comportamiento capacitivo.

ii) Tensión en modo común en el bus AC y corriente entre las tierras de los inversores

Si ambos inversores conmutasen de la misma forma, con las mismas portadoras y moduladoras, no existiría diferencia de tensión instantánea a ambos lados de la línea AC. Sin embargo, el hecho de trabajar con la técnica Droop control supone que existe una diferencia en la fase de ambas moduladoras y, por tanto, las conmutaciones de los inversores no coinciden. Por otra parte, aún realizando el ajuste de las portadoras propuesto en el apartado anterior, no se produciría un encendido simultáneo de los interruptores de ambos. En función de las diferencias existentes en las conmutaciones, la tensión en modo común en la línea AC es diferente y provoca la circulación de corriente por tierra i_{mc-gr} . En cualquier caso, si las capacidades entre primario y secundario de los transformadores son pequeñas, la impedancia mostrada por las capacidades C_{si} es muy elevada y la tensión en modo común en el bus AC es muy baja y por tanto, la corriente circulante entre las tierras de los inversores es pequeña. Esta corriente tendrá unos picos resonantes en función de las inductancias parásitas de los cables y de las capacidades C_{pi} y C_{si} correspondientes a ambos convertidores

Por último, si el secundario de los transformadores se conectase a tierra, ambos convertidores quedarían desacoplados y no existiría circulación de corriente entre ellos.

CAPÍTULO 5

Conclusiones, aportaciones y líneas futuras

5.1 CONCLUSIONES

El sector ferroviario es un sector en expansión donde continuamente se instalan nuevas líneas y se mejoran los recorridos existentes, ofreciendo servicios más rápidos y confortables. Los trenes actuales no tienen nada que ver con aquellos iniciales donde los pasajeros no obtenían nada más que un desplazamiento de forma relativamente rápida y segura. Hoy en día los niveles de confort son similares a los obtenidos en muchos de los edificios públicos de cualquier ciudad. Gracias al desarrollo de la electrónica de potencia, la energía eléctrica es la fuente de alimentación principal que suministra la potencia a los equipos de los sistemas de tracción y a los destinados a la seguridad y al confort de los pasajeros. Los equipos de potencia destinados a crear la red eléctrica interna para todos los sistemas excepto la tracción, se denominan sistemas de alimentación auxiliar y han constituido el tema de objeto de esta tesis.

Debido a los elevados niveles en la tensión de alimentación, las configuraciones empleadas en la primera etapa de los sistemas auxiliares disponen habitualmente de dos inversores conectados en serie en el lado de la entrada, tal y como se ha presentado en el capítulo 3. Esta configuración permite la utilización de interruptores de potencia con menor capacidad en tensión. A su vez, la etapa de salida de ambos convertidores adopta una configuración en paralelo con objeto de obtener filtros de salida cuyo tamaño sea relativamente pequeño ya que, junto a una correcta estrategia de conmutación de los interruptores, la tensión de salida hacia la carga puede reducir su composición armónica. El principal reto de esta configuración es conseguir un adecuado equilibrado de la

potencia suministrada por cada uno de ellos a la carga. Ambos inversores están ubicados en el mismo armario, por lo que un único controlador puede recoger las medidas de la potencia que cada uno suministra y modificar las tensiones de salida con el fin de equilibrar dichas potencias.

En este contexto de control centralizado, una de las carencias que dificultaba el análisis de la conexión en paralelo de convertidores era la falta de modelos que caractericen el flujo de la potencia en función de los parámetros del sistema. La mayoría de los estudios previos consideran el flujo de la potencia a partir de la diferencia de la fase y la amplitud del convertidor respecto a una fuente de tensión ideal, que es suficientemente robusta como para no alterar su tensión por el efecto de la corriente del convertidor. Sin embargo, en el caso del sistema con control centralizado la variación de la tensión de uno de los convertidores afecta, no sólo a la potencia que suministra dicho convertidor sino que también a la tensión del otro, ya que comparten el mismo bus de entrada. Por tanto, no resulta evidente determinar la potencia que cada convertidor suministra a la carga, ni la potencia que circula entre ellos.

Por otra parte, en la mayoría de los trenes la alimentación de los sistemas auxiliares se realiza de forma redundante, con dos convertidores situados en la cabecera y en la cola del tren respectivamente. En esta configuración la red auxiliar se divide en dos partes, de forma que cada convertidor auxiliar alimenta a cada sección. En caso de fallo de uno de los convertidores, el contactor que separa ambas secciones se cierra y las cargas quedan alimentadas desde el otro convertidor. La búsqueda de una mayor fiabilidad, robustez y la reducción del peso del conjunto, de los costes de instalación y de mantenimiento, encamina las investigaciones hacia la eliminación de dicho contactor. La conexión simultánea en paralelo de ambos convertidores a través de la red AC interna se conoce como redundancia activa. En este contexto, es conveniente que cada convertidor tenga un funcionamiento autónomo, sin requerir de buses específicos de comunicación recorriendo el tren para intercambiar información y al mismo tiempo cumplir con el requerimiento de repartir de forma equilibrada la potencia demandada por las cargas.

Al igual que en el caso descrito anteriormente, la tensión en el punto de conexión de las cargas se ve alterada por las actuaciones de ambos convertidores, siendo la potencia que entrega cada uno dependiente de esas variaciones de tensión. Nuevamente el reto a afrontar era el desarrollo de modelos suficientemente precisos para el análisis de la dinámica del reparto de la potencia.

En esta tesis se ha abordado la modelización de redes alimentadas por convertidores operando en paralelo. Se ha aportado un novedoso enfoque en la definición de modelos que permite conocer la transferencia de la potencia entre los equipos y que posteriormente ha sido particularizado a los dos problemas descritos anteriormente que

se presentan en la alimentación de los sistemas auxiliares de un tren mediante un bus en corriente alterna, es decir, en sistemas con control centralizado y en sistemas con control autónomo.

Uno de los primeros aspectos tratados son las interacciones entre dos fuentes de tensión en paralelo que alimentan una carga conectada en un punto cualquiera de la línea de conexión de ambas fuentes. Mediante el control de la amplitud y la fase de las tensiones de las fuentes se puede ajustar la potencia transferida a través de la línea y equilibrar la potencia en cada fuente. En función del punto de conexión de la carga, la impedancia entre ésta y cada una de las fuentes difiere, siendo la potencia que suministra cada una de ellas diferente. Se ha visto que mediante una transformación de impedancias de una configuración en T a otra en Π , se discrimina claramente la potencia que cada una de las fuentes entrega a la carga y la que se transfieren entre sí.

Se ha demostrado que el tipo de línea de alimentación influye de forma decisiva en la transferencia de la potencia, no sólo en el régimen permanente, como se consideraba en los trabajos previos, sino que también en la dinámica seguida hasta alcanzarlo. En líneas predominantemente inductivas, como ocurre en el ámbito considerado, la diferencia en la fase de las tensiones de las fuentes se refleja principalmente en una transferencia de potencia activa en el régimen permanente. La dinámica seguida por la potencia transferida entre las fuentes ante un cambio de fase y en ausencia de variaciones en la amplitud de la tensión, se asemeja a la respuesta de un sistema de segundo orden, donde se ha identificado que la frecuencia de oscilación amortiguada corresponde a la frecuencia fundamental de la tensión que alimenta a las cargas y el amortiguamiento de la oscilación depende de la constante de tiempo de la línea. Además de la potencia activa y en función de la componente resistiva de la línea, se produce un transvase de potencia reactiva cuya magnitud en el régimen permanente no es muy significativa pero cuyo transitorio puede presentar valores muy elevados. La dinámica de este flujo de potencia queda definida por un sistema de segundo orden con la misma frecuencia y amortiguamiento que la potencia activa, pero con una mayor oscilación inicial debida a la influencia de un cero que depende de la constante de tiempo de la línea. Esta caracterización explica el efecto negativo que tiene la línea de alimentación en la estabilidad del flujo de potencia de los sistemas en paralelo y debe ser tomada en cuenta para conocer de forma precisa la respuesta transitoria de los lazos de regulación.

En el caso de diferencias en el valor eficaz de la tensión suministrada por las fuentes, la potencia reactiva intercambiada entre ellas se ve fuertemente alterada y su respuesta dinámica tiene un comportamiento que se asemeja a un sistema de segundo orden sin cero. Por su parte, la potencia activa apenas se ve alterada en el régimen permanente aunque su dinámica es muy oscilante, alcanzando una magnitud varias veces superior a

su valor final. Dicha dinámica se puede asemejar a un sistema de segundo orden con la influencia de un cero que depende del tipo de línea.

Los modelos propuestos en esta tesis han demostrado el fuerte acoplamiento que se produce sobre la potencia transferida en el régimen transitorio entre las variaciones de la fase y del valor eficaz de la tensión. Este análisis teórico se ha trasladado a la estructura con control centralizado de forma que se han obtenido modelos dinámicos de las potencias activas y reactivas de los inversores que consideran posibles desequilibrios debidos a las diferencias en los parámetros del transformador en los devanados del primario. Se ha demostrado que el desequilibrio de la potencia entregada a la carga por cada inversor se refleja en una diferencia en la tensión de los buses de entrada, que puede ser compensada mediante dos tipos de actuación: mediante la variación del índice de modulación o mediante la variación del índice de modulación y de la fase al mismo tiempo. El primer caso es el modo tradicional de control y consiste en actuar sobre la amplitud para ajustar la potencia activa, por lo que no existe control sobre la potencia reactiva intercambiada entre los inversores. En el segundo modo de control, propuesto en esta tesis como alternativa al primero, se actúa sobre la fase para ajustar la potencia activa y sobre el índice de modulación para ajustar la potencia reactiva, siendo un modo de control mucho más efectivo ya que se consigue que ambos convertidores proporcionen igual valor de potencia activa y reactiva. En este caso, es fundamental tener en cuenta que ambas potencias están acopladas, ya que el ajuste de la fase conlleva un transitorio muy oscilante en la potencia reactiva y el ajuste de la amplitud provoca lo mismo en la potencia activa. Por tanto, los algoritmos de control implementados para el ajuste de la potencia activa tienen que ser capaces de responder adecuadamente ante las oscilaciones introducidas en el ajuste de la potencia reactiva y viceversa. De hecho, puede ser necesario implementar en los reguladores dinámicas de control muy diferentes. En este sentido se ha propuesto un control de potencia activa rápido y otro más lento de potencia reactiva.

La utilización de fuentes conmutadas permite el fácil control de la fase y amplitud de las tensiones ofrecidas por las fuentes de alimentación de la red auxiliar pero generan una contaminación en el entorno. En la última parte del capítulo 3, dedicado a los convertidores operados en paralelo con control centralizado, se ha realizado un análisis del modo común, donde se propone una metodología para definir los caminos principales en la fuga de corriente y de este modo facilitar la búsqueda de actuaciones con las que reducir la contaminación electromagnética generada por la conmutación de los inversores.

En el capítulo 4 se aborda el estudio del sistema de alimentación no centralizado correspondiente a la operación en paralelo de convertidores que se sitúan en la cabeza y cola del tren. Debido al funcionamiento autónomo de cada equipo, las tensiones de salida

de ambos convertidores deben de estar sincronizadas adecuadamente para evitar flujos de potencia indeseados. Para ello se requiere el uso de PLLs que aseguren la sincronización en la conexión inicial. Sin embargo, debido a la distribución asimétrica de las cargas a lo largo del tren y a las diferencias de los parámetros de los convertidores, aun ofreciendo ambos convertidores la misma tensión de salida, el reparto de potencia entre ellos es desigual. La técnica más prometedora para abordar el ajuste de potencias en ausencia de comunicación es el Droop control. A partir de la medida local de la potencia activa suministrada por el convertidor, se reduce la frecuencia de la componente fundamental de tensión que proporciona de forma indirecta la diferencia de fase necesaria entre las tensiones de salida de los convertidores que reequilibran totalmente las potencias activas.

En este capítulo se han propuesto modelos lineales capaces de predecir el comportamiento de los convertidores trifásicos. Se ha demostrado la necesidad de considerar la dinámica de la línea de conexión para predecir la respuesta transitoria correctamente, ya que en caso contrario se puede definir de forma errónea los parámetros del controlador, hasta el punto de llevarlo a la inestabilidad. Estos modelos también incorporan los filtros de entrada de los convertidores, analizando el efecto que tiene el hecho de ajustar la moduladora de forma rápida ante variaciones de tensión a la entrada. En caso de un ajuste rápido, las oscilaciones de la tensión debido a cambios en la potencia demandada o simplemente a la tensión de entrada, no se transmiten al bus interno AC y los buses AC y DC están desacoplados. En caso contrario, las oscilaciones del bus DC afectarían a la potencia entregada a las cargas y a la transferida entre los convertidores, poniendo en riesgo la estabilidad del sistema en el control de la potencia.

Debido a que el Droop control convencional provoca que la frecuencia fundamental de la tensión de salida sea inferior al valor nominal, se ha propuesto una técnica para la recuperación de la frecuencia cuando el control ha eliminado los desequilibrios de la potencia activa. Mediante supervisores que comparan la potencia entregada en distintos intervalos de tiempo, se combina una actuación convencional con otra actuación que permite recuperar la frecuencia en ausencia de variaciones en la potencia suministrada.

A su vez, el Droop control también actúa para reducir el desequilibrio de la potencia reactiva. Para ello y en función de la medida de la potencia reactiva de cada convertidor, se ajusta la amplitud de las tensiones de salida suministrada a la red auxiliar. La acción de control realizada consiste en reducir la amplitud proporcionalmente con la potencia reactiva consiguiendo una diferencia de amplitudes si los convertidores no suministraran la misma potencia y, con ello, una transferencia de potencia reactiva entre los convertidores. Sin embargo, como consecuencia de una menor tensión, se reduce también la potencia entregada a las cargas. En este trabajo se ha demostrado que mediante esta técnica no es posible ajustar totalmente la potencia reactiva. No obstante,

se han propuesto otras variantes de control de potencia reactiva, siguiendo funciones no lineales, que reducen más eficazmente el desequilibrio entre ambos convertidores, mejorando los resultados obtenidos mediante la técnica Droop control tradicional.

En la última parte de este tema se ha estudiado el comportamiento del sistema frente a las componentes armónicas en la corriente y en la tensión, provocadas por las cargas y por los propios convertidores. Respecto a las cargas no lineales, se ha constatado el reparto desigual de los armónicos generados por las cargas en los condensadores de salida de los filtros de los convertidores. El hecho de utilizar la técnica Droop control empeora el THD de los convertidores, ya que ajusta la componente fundamental pero no actúa sobre las componentes armónicas. En cuanto a las perturbaciones generadas en el propio funcionamiento de los inversores, se ha analizado el efecto de las diferencias instantáneas de tensión debidas a las conmutaciones de los inversores. Se ha propuesto una técnica de ajuste de las portadoras que reduce la corriente circulante entre los convertidores a la frecuencia de conmutación. Por último se realiza el análisis del modo común siguiendo la metodología descrita en el capítulo anterior, donde se constata que la implementación del Droop control genera una corriente circulante en modo común en el lazo formado por la red auxiliar y los convertidores de alimentación. El uso de transformadores de aislamiento permite aumentar considerablemente la impedancia de dicho lazo.

5.2 APORTACIONES

Esta tesis parte de una colaboración con la empresa Ingeteam Power Technology. S.A que en 2010 transmitió al grupo de investigación INGEPER de la Universidad Pública de Navarra la necesidad de profundizar en el conocimiento teórico de la conexión de equipos en paralelo en corriente alterna. Esta empresa que diseña, fabrica e instala convertidores de potencia en trenes, observó una tendencia en el mercado hacia la implementación de sistemas auxiliares con redundancia activa. Este interés dio lugar a una colaboración de 4 años donde se ha aportado el conocimiento teórico para abordar la realización de unos primeros prototipos en laboratorio de convertidores con control autónomo.

Además se ha analizado una estructura habitualmente empleada en la alimentación de los sistemas auxiliares como es la del sistema centralizado estudiado en el capítulo 3 donde, además de caracterizar la dinámica de la potencia de los convertidores, se ha aportado una nueva técnica de control que mejora las prestaciones de la técnica actualmente empleada.

En este sentido, el trabajo se ha llevado a cabo a partir de distintos proyectos de colaboración donde se ha mantenido una comunicación permanente, mediante reuniones

periódicas, entrega de informes y realización de presentaciones. Además se han desarrollado y entregado modelos de simulación de las distintas estructuras. Dichos modelos facilitan la prueba de estrategias de control y, por tanto, constituyen valiosas herramientas para el diseño de los prototipos que permitan realizar pruebas en laboratorio previas a la implementación en trenes reales.

Fruto del trabajo realizado en el desarrollo de esta tesis, se ha publicado un artículo para el congreso internacional MELECON2014, celebrado en abril del 2014, en Beirut, con título "A method for modeling the power flow in train auxiliaries fed by two inverters set in parallel", cuyos autores han sido Daniel Garralda, Luis Marroyo y Eugenio Gubía.

5.3 LÍNEAS FUTURAS

El trabajo realizado a lo largo de la presente tesis aporta un nuevo enfoque en el análisis de la conexión de convertidores en paralelo que es trasladable a otros tipos de aplicaciones más allá de los sistemas de alimentación de la red auxiliar de un tren. Sin embargo, el estudio realizado ha dado lugar a cuestiones en las que se puede profundizar.

La primera de ellas, es que el estudio se ha realizado a nivel teórico y los modelos han sido validados mediante simulaciones con unos resultados muy prometedores. Sin embargo, no han podido ser refrendados experimentalmente, ya que para ello se requiere de equipos que, hasta el momento de la presentación de la tesis, no se ha tenido disponibilidad. Por tanto, queda un trabajo de ajuste propio de la implementación experimental.

El estudio se ha centrado en el análisis de sistemas de alimentación auxiliar en trenes a través de un bus AC, pudiendo extenderse a la alimentación mediante un bus DC con varios convertidores conectados en paralelo. Por otro lado, los modelos realizados han considerado cargas puramente resistivas. Podrían ser incluidos en el análisis modelos de cargas reales, así como las dinámicas de las capacidades de los filtros de salida que, en el caso de la alimentación distribuida, podrían incorporar dinámicas diferentes en la variación de la potencia demandada en cada convertidor y afectar al flujo de potencia transferido entre los convertidores.

En el capítulo 3, se ha modelado la dinámica de las potencias activa y reactiva para el sistema con control centralizado, constatando el acoplamiento existente entre ambas potencias, de forma que el control de cada una de ellas se ve dificultado por el de la otra. La solución propuesta ha sido desacoplar el control de cada potencia implementando dinámicas muy diferentes para cada una de ellas. En este sentido, podría profundizarse

en el control de la potencia activa y reactiva mediante lazos de control que compensasen la acción introducida por el parámetro de la potencia reactiva y activa respectivamente.

En el capítulo 4 se han propuesto controles alternativos al ajuste convencional de la potencia reactiva mediante funciones no lineales. Estos controles teóricamente corrigen de forma más efectiva los desequilibrios de la potencia reactiva por lo que se podría incidir en su análisis.

El método de estudio propuesto para la conexión de dos equipos en paralelo abre la puerta para incorporar más fuentes de alimentación. Por un lado, se podría analizar la alimentación de los sistemas auxiliares del tren a partir de dos convertidores en paralelo con control autónomo, como en el capítulo 4, donde cada convertidor tuviese una configuración como la analizada en el capítulo 3, es decir, combinando el estudio realizado en los capítulos 3 y 4 siendo cuatro los inversores conectados en paralelo. Por otro lado, utilizando la metodología propuesta en la tesis se podrían analizar modelos con múltiples fuentes de alimentación en paralelo.

Por último, en el estudio del modo común de las estructuras analizadas, se ha propuesto una metodología y unos modelos para definir las corrientes armónicas conducidas. En este sentido se podría incluir la catenaria en los modelos de alta frecuencia o incidir en la definición del modelo de la red auxiliar en las altas frecuencias con un modelo de parámetros distribuidos. Adicionalmente se podría extender con un estudio de EMI radiadas, si bien para ello es preciso de un conocimiento detallado de la instalación real y se precisan metodologías de trabajos diferentes. La conmutación de las fuentes de alimentación de los trenes es un tema de gran interés, ya que puede provocar tal contaminación que provoque errores en la señalización de las vías férreas, afectando a la seguridad de las personas. En la actualidad la Universidad Pública de Navarra, ya ha abierto una línea de investigación donde se han realizado medidas de EMI radiadas en un banco de pruebas con el fin de caracterizar un equipo de potencia utilizado en tracción.

BIBLIOGRAFÍA

- [BAC08] Bachmann, G.; Wimmer, D. "Reducing train weight and simplifying train design by using active redundancy of static inverters for the onboard supply of rolling stock", IET International Conference on Railway Engineering 2008, n 1, p 266-270, 2008.
- [CAI08] Cai, H., Zhao, R., Yang, H. "Study on ideal operation status of parallel inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, v 23, n 6, p 2964-2969, 2008.
- [CAS06] Casablanca, C., Sun, J. "Interleaving and harmonic cancellation effects in modular three-phase voltage-sourced converters", Proceedings of the IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, COMPEL, p 275-281, 2006.
- [CHA93] Chandorkar, M., Divan, D., Adapa, R. "Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems", IEEE Transactions on Industry Applications, v 29, n 1 pt 1, p 136-143, Jan-Feb 1993.
- [CHE06] Chen, T. "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters", IEE Proceedings: Electric Power Applications, v 153, n 2, p 282-288, 2006.
- [CHE95] Chen, J., Chu, C. "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation", IEEE Transactions on Power Electronics, v 10, n 5, p 547-58, Sept. 1995.
- [DUA99] Duan, S., Meng, Y., Xiong, J., Kang, Y., Chen, J. "Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS", Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99. (Cat. No.99TH8475), p 883-7 vol.2, 1999.
- [ECK05] Eckel, H.-G., Bakran, M.M., Krafft, E.U., Nagel, A. "A new family of modular IGBT converters for traction applications", 11th European Conference on Power Electronics and Applications, p 10 pp., 2005.
- [ENG03] Engel, B. "15kV/16,7 Hz Energy Supply System with a Medium Frequency Transformer and 6,5kV IGBTs in Resonant Operation" 10th Europ. Conf. on Power Electronics (EPE), p 1-10, Toulouse 2003.
- [FIS06] Fisher, I.; Bolton, G. "Auxiliary power systems for rolling stock" 9th Institution of Engineering and Technology Professional Development Course on Electric Traction Systems, p 179-86, 2006.
- [GLI03] Glinka, M., Marquardt, R., "A new single phase AC/AC multilevel converter for traction vehicles operating on AC line voltage". EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal), v 14, n 4, p 7-12, September/October/November 2003.
- [GLI04] Glinka, M., "Prototype of multiphase modular multilevel converter with 2 MW power rating and 17 level output voltage", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC04, v 4, p 2572-2576, 2004.
- [GLI05] Glinka, M., Marquardt, R., "A new AC/AC Multilevel Converter Family", IEEE Transactions on Industrial electronics, v 52, n 3, p 662-9, June 2005.

- [GON10] González, R. "estructuras de conversión monofásicas sin transformador para sistemas fotovoltaicos de conexión a red", Tesis doctoral, Universidad Pública de Navarra, España, 2010.
- [GUB05] Gubia, E., Sanchis, P., Ursua, A., Lopez, J., Marroyo, L. "Frequency domain model of conducted EMI in electrical drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v 19, n 5, p 1205-1213, September 2004.
- [GUE04] Guerrero, J., Vicuña, L., Matas, J., Castilla, M., Miret, J. "A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v 19, n 5, p 1205-1213, September 2004.
- [GUE05] Guerrero, J., Vicuña, L., Matas, J., Castilla, M., Miret, J. "Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v 52, n 4, p 1126-1135, August 2005.
- [HER01] Herbst, I., "Status and future trends of propulsion systems for rolling stock and their correlation to power semiconductors", *IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, p 87-90, 2001.
- [INO07] Inoue, S., Akagi, H. "A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System", *Power Electronics Specialists Conference*, 2006. PESC '06.
- [KJA01] Kjaer, C., Norrga, S., Ostlund, S., "A primary switched line side converter using zero voltage switching", *Transactions on Industry Applications*, IEEE Volume 37, p 1824 – 1831, 2001.
- [KJE04] Kjellqvist, T., Norrga, S., Ostlund, S., "Design considerations for a medium frequency transformer in a line side power conversion system", *Power Electronics Specialists Conference*, Volume 1, p 704 -710, 2004.
- [KOS10] Koseki, T., "Technical trends of railway traction in the world", *2010 International Power Electronics Conference (IPEC - Sapporo)*, p 2836-41, 2010.
- [LAS10] Laska, B., Steimer, P., Debruyne, M., Cecchi, L., Klein, R., Kunz, M., Laurencin, C., Weytens, M. "Standardization of system architectures for onboard auxiliary power supply systems", *14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC 2010)*, p 5-9, 2010.
- [LES03] Lesnicar, A., Marquardt, R., "A new modular voltage source inverter topology", *EPE*, vol. 3, p 2-4, 2003.
- [MAR04] R. Marquardt, R., Lesnicar, A., "New concept for high voltage-Modular Multilevel Converter", *IEEE PESC 2004*, Aachen, Germany, June 2004.
- [NOR02] Norrga, S. "A soft Switched Bi-directional Isolated AC/DC for AC-Fed Railway Propulsion Applications", *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, p 433-438, de 2002.
- [OGA93] Ogata, K. "Ingeniería de control moderna", Ed. Prentice-Hall Hispanoamericana, SA, Mexico, 1993, ISBN 968-880-234-4.
- [OST98] Ostlund, S. "Performance of future regional high speed trains", *Proceedings of the 1998 ASME/IEEE Joint Railroad Conference (Cat. No.98CH36223)*, p 21-8, 1998.

- [PER98] Perreault, D., Selders, R., Kassakian, J. "Frequency-based current-sharing techniques for paralleled power converters", IEEE Transactions on Power Electronics, v 13, n 4, p 626-634, July 1998.
- [QI012] Qi, T., Sun, J. "Circulating currents and CM EMI reduction for interleaved three-phase VSC", 27th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, p 2448-2454, 2012.
- [QUE09] Quesada, I., Lázaro, A., Martínez, C., Lucena, C., Barrado, A., Vázquez, R., González, I., Herreros, N. "Improved modulator for THD reduction in onboard generation of three phase AC voltage" 6th International Conference-Workshop - Compatibility and Power Electronics, p 450-456, 2009, CPE 2009.
- [RTM05] Railway technology magazine, 3rd issue, Noviembre 2005 (www.sma-railway.com).
- [RUF03]: Rufer, A., Schibli, N., Chabert, C., Zimmermann, C. "Configurable front end converters for multicurrent locomotives operated on 16 2/3 Hz AC and 3 kV DC Systems", Transactions on Power Electronics, IEEE Volume 18, p 1186 – 1193, de 2003.
- [STE07] Steimel, A., Reinold, H. "Medium Frequency Topology in Railway Applications", European Conference on Power Electronics and Applications, p 1-10, 2007.
- [STE12] Steimel, A. "Power-electronic grid supply of AC railway systems", 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, p 16-25, 2012.
- [TUL97] Tuladhar, A., Jim. H., Unger. T., Mauch. K. "Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections", 12th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Conference Proceedings (Cat. No.97CH36011), p 94-100 vol.1, 1997.
- [TUD00] Tuladhar, A., Hua, J., Unger, T., Mauch, K. "Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect", IEEE Transactions on Industry Applications, v 36, n 1, p 131-8, Jan.-Feb. 2000.
- [UIC550] Norma de la Union internationale des Chemins de fer "Power supply installations for passenger stock" del 1 de Abril del 2005.
- [VAS09] Vasquez, J., Mastromauro, R., Guerrero, J., Liserre, M. "Voltage support provided by a droop-controlled multifunctional inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, v 56, n 11, p 4510-19, Nov. 2009.
- [YAO11] Yao, W., Chen, M., Matas, J., Guerrero, J., Quian, Z. "Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing", IEEE Transactions on Industrial Electronics, v 58, n 2, p 576-588, February 2011.
- [YOU11] Young, C., Wu, S., Liao, P. "A new multilevel inverter based on single DC input source and zig-zag connected transformers", Proceedings of the 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2011, p 692-697.
- [ZHA11] Zhang, D., Wang, F., Burgos, R., Boroyevich, D. "Common-mode circulating current control of paralleled interleaved three-phase two-level voltage-source converters with discontinuous space-vector modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, v 26, n 12, p 3925-3935, 2011.

NOMENCLATURA

Simbología

Símbolo	Significado	Unidades
a	Relación de tensiones del transformador	-
C_{bg}	Capacidad parásita del bus DC a tierra	F
C_{cable}	Capacidad característica de una línea de transmisión	F
C_i	Condensador a la entrada del inversor	F
$C_{t_p_gr}$	Capacidad parásita entre las fases del primario del transformador y tierra	F
$C_{t_s_gr}$	Capacidad parásita entre las fases del secundario del transformador y tierra	F
C_{fi}	Capacidad parásita entre las espiras del transformador	F
C_{filtro}	Capacidad del filtro de entrada del convertidor	F
C_{pi}	Capacidad parásita equivalente en paralelo	F
C_{p_p}	Capacidad parásita entre fases en el primario del transformador	F
C_{p_s}	Capacidad parásita entre primario y secundario del transformador	F
C_{si}	Capacidad parásita equivalente en serie	F
C_{fil}	Capacidad de los condensadores del filtro de salida del modelo monofásico	F
$C_{fil_Δ}$	Capacidad de los condensadores del filtro de salida del convertidor trifásico en configuración triángulo	F
d	Relación entre la posición del cero y los polos dominantes en el Lugar de las raíces	-
E_i	Amplitud de la tensión de las fuentes	V
E_{ia}, E_{ib}, E_{ic}	Amplitud de la tensión de las fases de las fuentes ideales trifásicas	V
E_p	Valor pico de la amplitud de la tensión de las fuentes	V

E_0	Amplitud inicial de la tensión de las fuentes	V
f	Frecuencia	Hz
f_{res}	Frecuencia de resonancia del filtro de entrada	Hz
G	Ganancia control proporcional	-
I_{ai}, I_{bi}, I_{ci}	Corrientes por la fase del inversor	A
I_{bus}	Corriente de entrada al convertidor	A
I_{Ci}	Corriente por el condensador C_i	A
I_{DC}	Corriente en el bus de entrada debido a la carga en el modelo de pequeña señal	A
I_i, I'_i	Corriente a la entrada y salida del inversor en el régimen permanente	A
I_L	Corriente en la línea	A
I_{Lh}	Componente homogénea de la corriente en la línea	A
I_{Lp}	Componente particular de la corriente en la línea	A
I_{mc}	Corriente en modo común	A
I_{mc_conv}	Corriente en modo común entre convertidores	A
k	Desplazamiento de la carga	-
K_p	Ganancia del PI	-
L	Inductancia de la línea	H
L_{cable}	Inductancia característica de una línea de transmisión	H
L_f	Inductancia de fugas del transformador	H
L_{filtro}	Inductancia del filtro de entrada del convertidor	H
L_0	Inductancia de referencia en ausencia de carga	H
L_p	Inductancia equivalente en paralelo del filtro de entrada del convertidor	H
$L_{virtual}$	Inductancia virtual	H
m_d	Parámetro de ajuste de la potencia activa con la técnica Droop control	-
m_i	Moduladora	-
n_d	Parámetro de ajuste de la potencia activa con la técnica Droop control	-
N	Número de muestras	-
N_p	Número de espiras del primario del transformador	-
N_s	Número de espiras del secundario del transformador	-

P_a, P_b, P_c	Potencia activa de cada fase de las fuentes ideales	W
P_{carga}	Potencia activa demandada por la carga	W
P_i	Potencia activa	W
P_{Lm}	Potencia activa medida	W
P_{id}	Potencia activa asociada a la fuente	W
P_N	Potencia nominal	W
P_S	Potencia activa transferida	W
$P_{S_Δm}$	Potencia activa transferida debido a la variación del índice de modulación	W
$P_{S_ΔV}$	Incremento de potencia transferida debido a la oscilación del bus de entrada	W
$P_δ$	Potencia activa transferida debido a la diferencia de fases	W
$P_{ΔE}$	Potencia activa transferida debido a la diferencia de amplitudes	W
$P_{ΔV}$	Incremento de potencia entregada a la carga debido a la oscilación del bus de entrada	W
Q_{carga}	Potencia reactiva demandada por la carga	VA
Q_i	Potencia reactiva	VA
Q_{Lm}	Potencia reactiva medida	VA
Q_{id}	Potencia reactiva asociada a la fuente	VA
Q_S	Potencia reactiva transferida	VA
$Q_{S_Δa}$	Potencia reactiva transferida debido a una diferencia en el número de espiras de los primarios en la estructura de control centralizado	VA
$Q_{S_Δm}$	Potencia reactiva transferida debido a la variación del índice de modulación	VA
$Q_{S_ΔV}$	Potencia reactiva transferida debido a la variación de amplitud de los buses de entrada en la estructura de control centralizado	VA
$Q_δ$	Potencia reactiva transferida debido a la diferencia de fases	VA
$Q_{ΔE}$	Potencia reactiva transferida debido a la diferencia de amplitudes	VA
$R_{amortiguadora}$	Resistencia paralelo del filtro de entrada del convertidor	Ω
R_{cable}	Resistencia característica de una línea de transmisión	Ω
R_{filtro}	Resistencia serie del filtro de entrada del convertidor	Ω
R_i	Resistencia negativa del modelo de pequeña señal debido a	Ω

	la potencia P_i	
R_{id}	Resistencia negativa del modelo de pequeña señal debido a la potencia P_{id}	Ω
R_L	Resistencia de línea	Ω
R_p	Resistencia equivalente en paralelo del filtro de entrada	Ω
R_{tr}	Resistencia serie del transformador	Ω
$R_{\Delta V}$	Resistencia que corresponde a la potencia $P_{\Delta V}$	Ω
S_{carga}	Potencia aparente demandada por la carga	VA
S_i	Potencia aparente	VA
S_{id}	Potencia aparente asociada a la fuente	VA
S_{Si}	Potencia aparente transferida en cada fuente	VA
T_C	Periodo de conmutación del interruptor de potencia	s
T_m	Periodo de muestreo	s
T_n	Constante de tiempo del PI	s
t	Tiempo	s
t_r	Tiempo de conmutación del interruptor de potencia	s
V_{bus}	Tensión del bus de entrada	V
V_{Ci}	Tensión en el condensador C_i	V
V_i	Tensión del bus de entrada en el régimen permanente	V
V_{in}	Tensión entrada del convertidor	V
V_{i0}	Tensión entre fase y punto medio del inversor trifásico	V
V_L	Caída de tensión en la línea	V
V_{mc}	Tensión de modo común	V
V_{mc_linea}	Tensión de modo común en el bus AC	V
V_{mdi}	Tensión de modo diferencial	V
V_0	Tensión de los buses de entrada en equilibrio en la estructura de control centralizado	V
$V_{_fase}$	Tensión de fase en el bus AC	V
X_L	Reactancia de línea	Ω
X_{LC}	Reactancia de línea en modelo con impedancia en triángulo	Ω
z	Zero de la función de transferencia	
Z_C	Impedancia característica del filtro de entrada	Ω
Z_{carga}	Impedancia de carga	Ω

Z_{eqi}	Impedancia equivalente entre la carga no lineal y los convertidores	Ω
Z_i	Impedancia de línea entre la fuente y el punto conexión de la carga	Ω
Z_{ic}	Impedancia asociada a la fuente en modelo con impedancia en triángulo, ejemplo carga puntual	Ω
Z_{id}	Impedancia asociada a la fuente en modelo con impedancia en triángulo	Ω
Z_{i_mc}	Impedancia en modo común de los devanados del primario del transformador en la estructura de control centralizado	Ω
Z_L	Impedancia de línea	Ω
Z_{LC}	Impedancia de línea en modelo con impedancia en triángulo	Ω
Z_{tri}	Impedancia del transformador	Ω
Δa	Incremento de la relación de transformación	-
ΔE	Diferencia de amplitud de la tensión entre fuentes	V
ΔE_i	Incremento de amplitud de la tensión de las fuentes	V
ΔE_m	Incremento de amplitud de la tensión de la fuente debido al incremento en el índice de modulación	V
ΔE_0	Incremento de amplitud de la tensión de la fuente debido a diferencias en el numero de espiras	V
$\Delta E_{\Delta m}$	Incremento de amplitud de la tensión en el lado de alterna debido al índice de modulación en la estructura de control centralizado	V
$\Delta E_{\Delta V}$	Incremento de amplitud de la tensión en el lado de alterna debido a variaciones tensión de los buses de entrada en la estructura de control centralizado	V
ΔI	Incremento de la corriente en el bus de entrada	A
ΔI_{DC}	Incremento de la corriente demandada por la carga en el bus de entrada en modelo de pequeña señal	A
Δm	Incremento del índice de modulación	-
$\Delta_{P2d-P1d}$	Incremento de potencia activa debido a la variación de amplitud de los buses de entrada en la estructura de control centralizado	W
$\Delta_{P2d_ \Delta m}$	Incremento de potencia activa debido a la variación del índice de modulación	W
$\Delta_{Q2d-Q1d_ \Delta V}$	Incremento de potencia reactiva debido a la variación de amplitud de los buses de entrada en la estructura de control	VA

	centralizado	
$\Delta_{Q2d_ \Delta m}$	Incremento de potencia reactiva debido a la variación del índice de modulación	VA
ΔV	Incremento de la tensión en el bus de entrada	V
ΔV_{Ci}	Incremento de la tensión en el condensador C_i	V
ΔV_{in}	Incremento de la tensión en la catenaria	V
$\Delta \delta$	Incremento de la diferencia de fases	rad
δ_i	Desfase de la tensión de las fuentes	rad
δ	Desfase de la tensión entre fuentes	rad
ζ	Constante de tiempo de la línea	s
ξ	amortiguamiento	-
φ_L	Argumento de impedancia de línea	rad
φ_{LC}	Argumento de impedancia de línea en modelo con impedancia en triángulo	rad
φ_{Zcarga}	Argumento de impedancia de la carga	rad
ω_i	Frecuencia angular de la componente fundamental	rad/s
ω_0	Frecuencia angular inicial o de referencia	rad/s
ω_d	Frecuencia angular amortiguada	rad/s
ω_n	Frecuencia angular natural	rad/s
ω_C	Frecuencia de corte angular del filtro de medida	rad/s

Acrónimos

AC	Corriente alterna (<i>alternating current</i>)
DC	Corriente continua (<i>direct current</i>)
EMI	Interferencia electromagnética (<i>electromagnetic interference</i>)
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada (<i>insulated gate bipolar transistor</i>)
GTO	Tiristor de apagado por compuerta (<i>Gate turn off</i>)
LCCA	Análisis de costo de ciclo (<i>Life cycle cost saving</i>)
PI	Control proporcional integral (<i>Proportional integral controller</i>)
PLL	Circuito de sincronización de la fase (<i>phase locked loop</i>)
PWM	Modulación de ancho de pulso (<i>pulse width modulation</i>)
TDR	Relación de distorsión total (<i>total distortion ratio</i>)
THD	Distorsión armónica total (<i>total harmonic distortion</i>)

Los equipos de potencia destinados a crear la red eléctrica interna que alimenta todos los sistemas eléctricos del tren, a excepción de la tracción, se denominan sistemas de alimentación auxiliar y constituyen el tema de objeto de esta tesis.

La elevada potencia demandada, junto con la redundancia necesaria, ha propiciado que se opte por configuraciones donde se conectan convertidores trifásicos en paralelo, siendo esencial la sincronización de las tensiones ofrecidas por cada uno de ellos. Básicamente se diferencian dos modos de funcionamiento: modo centralizado, donde un único sistema de control gestiona la conmutación de los convertidores y modo distribuido, donde cada convertidor trabaja de forma independiente. En ambos casos, se busca un reparto equilibrado de la potencia suministrada a la red auxiliar.

Esta tesis aporta un novedoso enfoque para el análisis de la conexión de equipos en paralelo, definiendo modelos que permiten conocer la dinámica de la potencia suministrada por los convertidores en los sistemas centralizados y distribuidos.

